



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Tecnología Electrónica

PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO DE UN CIRCUITO CARGADOR DE BATERÍAS PARA PANEL SOLAR CON SEGUIMIENTO DEL PUNTO ÓPTIMO DE CARGA

DIRECTOR: Luis Hernández Corporales

AUTOR: Alejandro Ugena Ortiz

Leganés, 17 de diciembre de 2014

Agradecimientos

A mi director Luis Hernández por su apoyo, su ayuda y consideración al facilitarme todo lo necesario para la elaboración del mismo. Su atención y agilidad para resolver todas las dudas surgidas en el desarrollo del mismo, y por su paciencia durante todo este tiempo.

Agradecérselo también, a todos mis amigos y familiares que han mostrado tanto interés, que me han aguantado y han sabido entender sobre todo los momentos en los que más presionado me encontraba.

Por último, dar mi mayor agradecimiento a mis padres y a mi hermana por hacer siempre todo lo posible por mi bienestar, por su apoyo incondicional, por nunca escatimar un esfuerzo y estar siempre a mi lado.

RESUMEN

Este proyecto aborda la realización de un convertidor DC/DC destinado a la carga de unas baterías con un panel solar. Su característica distintiva es que puede conectársele un panel de cualquier tensión nominal, incluso superior al del módulo de las baterías, manteniéndose el punto de carga óptimo. Para ello está dotado de un convertidor por conmutación que utiliza un transistor MOS de alta potencia y un circuito con microprocesador que mide la corriente y tensión de las baterías para optimizar su carga. Además el circuito detecta las condiciones de descarga y sobrecarga de las baterías, disparando una señal de alarma e interrumpiendo el proceso de carga.

El circuito se ha diseñado, simulado e implementado prácticamente, documentándose en esta memoria todos los pasos del diseño, construcción, codificación de software y medidas en un prototipo. Así mismo se incluye una introducción al sector de la energía solar fotovoltaica, una planificación del desarrollo del proyecto y un presupuesto de su elaboración.

ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN	10
1.1 Energía solar fotovoltaica.....	10
1.2 Motivación del proyecto.....	21
1.3 Planteamiento y funcionamiento.....	22
1.4 Objetivos	23
2. DISEÑO DEL SISTEMA	24
2.1 Convertidor dc/dc reductor	25
2.1.1 Interruptor de potencia	25
2.1.2 Filtro LC	27
2.2 Seguidor punto máximo de potencia	28
2.2.1 Microprocesador	28
2.2.2 Modulador PWM	29
2.2.3 Generador de onda triangular	30
2.3 Medidor de corriente.....	31
2.4 Optoacoplador	32
2.5 Elección de componentes	33
2.5.1 Microprocesador C8051	33
2.5.2 Comparador LM319	34
2.5.3 Optoacoplador	35
2.5.4 Inversor 74HC04	35
2.5.5 Diodo D1N4148	35
2.5.6 Transistor MOS IRF540	36
2.5.7 Amplificador operacional AD620	36
2.5.8 Regulador de tensión LM7805	37
3. DISEÑO DE HARDWARE	38
3.1 Diseño del generador de rampa	39
3.2 Diseño del generador de PWM	45
3.3 Microprocesador	47
3.4 Optoacoplador	48
3.5 Diseño del convertidor DC/DC	50
3.6 Sensor de tensión y corriente	52
3.6.1 Diseño del sensor de corriente	53
3.6.2 Diseño del sensor de tensión	54
3.7 Diseño circuitos de alimentación	55
4. DISEÑO DE SOFTWARE	57
4.1 Protección frente a sobrecarga de la batería	60

4.2 Protección frente a sobredescarga de la batería	63
4.3 Seguidor del punto óptimo de carga	65
4.4 Medida de tensión y corriente en la carga	67
4.5 Seguidor básico de ancho de pulso PWM	69
5. CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS	71
5.1 Construcción	71
5.2 Pruebas	74
6. PLANIFICACIÓN Y PRESUPUESTO	81
6.1 Planificación	81
6.2 Presupuesto	84
6.2.1 Coste de material	84
6.2.2 Coste de personal	86
7. CONCLUSIÓN Y MEJORAS	88
8. ANEXOS	90
8.1 Hojas de características	90
8.1.1 Diodo 1N4148	90
8.1.2 Optoacoplador 4N37	91
8.1.3 Inversor 74HC04	92
8.1.4 Amplificador operacional AD620	93
8.1.5 Transistor MOS IRF540	94
8.1.6 Diodo BYW29E-200	95
8.1.7 Comparador LM319	96
8.1.8 Regulador de tensión LM7805	97
8.1.9 Microprocesador C8051F330	98
8.2 Código fuente de programas	99
8.2.1 Configuración del microprocesador	99
8.2.2 Seguidor básico de ancho de pulso PWM	100
8.2.3 Cargador con seguimiento de punto óptimo de carga	102
8.3 Código fuente de programas	105
8.3.1 Layout del circuito impreso	105
8.3.2 Esquema completo del circuito	106
8.3.3 Esquema jerárquico del circuito	107
9. BIBLIOGRAFÍA	108

Índice de figuras

Figura 1.1.a. Mapa de irradiación solar de Europa en 2.008	11
Figura 1.1.b. Mapa de irradiación global media en España (1.985-2.010)	11
Figura 1.2. Esquema representativo de los distintos tipos de radiación	11
Figura 1.3. Elementos que componen un panel solar fotovoltaico	15
Figura 1.4. Datos característicos e imagen del módulo ISF-200 de Isofotón	16
Figura 1.5. Esquema de un sistema fotovoltaico con regulador de carga	20
Figura 2.1. Diagrama de bloques básico del sistema	24
Figura 2.2. Diagrama de bloques del sistema con el convertidor DC/DC en detalle	25
Figura 2.3. Señales de entrada y salida del interruptor de potencia	26
Figura 2.4. Señales de entrada y salida del filtro LC	27
Figura 2.5. Esquema eléctrico del convertidor DC/DC del sistema	27
Figura 2.6. Diagrama de bloques del sistema con la rama de realimentación desglosada	28
Figura 2.7. Esquema y señales que forman el modulador PWM del convertidor DC/DC	29
Figura 2.8. Diagrama de bloques del sistema con sensor de corriente	31
Figura 2.9. Diagrama de bloques del sistema incluyendo el optoacoplador	32
Figura 2.10.1. Imagen de la Toolstick	34
Figura 2.10.2. Esquema puertos in/out	34
Figura 2.11. Esquema interno del comparador LM319	34
Figura 2.12. Esquema interno de las entradas y salidas del inversor 74HC04	35
Figura 2.13. Imagen y esquema de conexión del transistor MOS IRF540	36
Figura 2.14. Esquema de conexión del amplificador operacional AD620	37
Figura 3.1. Esquema jerárquico completo con todos los bloques que componen el sistema	38
Figura 3.2. Diseño multivibrador astable general con valores V_o y V_c simétricos	39
Figura 3.3. Diseño multivibrador astable implantado en el circuito y señal V_o y V_c generada	40
Figura 3.4. Generador de rampa utilizado en el cargador de batería	43
Figura 3.5. Circuito generador de señal PWM	46
Figura 3.6. Circuito de las conexiones de los puertos del micro y sus conectores	48
Figura 3.7. Circuito del optoacoplador con el acondicionamiento de señal que recibe el interruptor de potencia	49
Figura 3.8. Circuito del convertidor DC/DC reductor	51
Figura 3.9. Circuito del sensor de corriente y tensión del sistema	54
Figura 3.10. Circuito eléctrico del regulador de tensión integrado LM7805	55
Figura 3.11. Circuito eléctrico completo del sistema cargador de baterías diseñado	56
Figura 4.1. Ventana de diálogo del Terminal Toolstick SL	57
Figura 4.2. Ventana de configuración de los puertos entrada/salida del microprocesador	58
Figura 4.3. Diagrama de bloques de la protección frente a sobrecarga de la batería	61
Figura 4.4. Código fuente del programa de detección por sobretensión (ver 8. Anexos)	62
Figura 4.5. Diagrama de bloques de la protección frente a sobredescarga de la batería	63

Figura 4.6. Código fuente del programa de detección por sobredescarga (ver 8. Anexos)	64
Figura 4.7. Diagrama de bloques del seguidor del punto óptimo de carga	65
Figura 4.8. Código fuente del programa seguidor de la potencia máxima (ver 8. Anexos)	67
Figura 4.9. Código fuente para el sensor de tensión y corriente de la carga (ver 8. Anexos)	68
Figura 4.10. Código fuente del contador de segundos e inicialización de variables	69
Figura 4.11. Código fuente del seguidor de ancho de pulso PWM (ver 8. Anexos)	70
Figura 5.1. Layout completo del circuito impreso	72
Figura 5.2. Layout del circuito: cara top (izquierda) y la cara bottom (derecha)	73
Figura 5.3. Imágenes del diseño de pistas (izquierda) y plano de masa (derecha)	73
Figura 5.4. Imágenes del resultado final de la PCB (top-izquierda y bottom-derecha)	73
Figura 5.5. Imágenes de los equipos empleados para la prueba del circuito	74
Figura 5.6. Señalización de los puntos donde se ha medido con el osciloscopio	75
Figura 6.1. Diagrama de Gantt con la planificación del proyecto	83

Índice de tablas

Tabla 1.1. Tensión de trabajo del sistema fotovoltaico según la potencia demandada	18
Tabla 1.2. Relación del voltaje y el estado de carga de una batería genérica de 24V	19
Tabla 3.1. Descripción y función de los principales puertos del microprocesador	47
Tabla 3.2. Ganancia del AD620 en función del valor de R_G , y valores que recibe el ADC según la corriente de carga	53
Tabla 3.3. Rango de valores de entrada y salida del sensor de tensión	54
Tabla 4.1. Resumen de las variaciones del funcionamiento del algoritmo MPPT implantado	66
Tabla 5.1. Lista de los footprints asociados a cada componente	71
Tabla 5.2. Resumen de los valores reales obtenidos frente al valor PWM de consigna	75
Tabla 6.1. Lista de costes de todos los condensadores	84
Tabla 6.2. Lista de costes de todos los diodos	84
Tabla 6.3. Lista de costes de todos los conectores	84
Tabla 6.4. Coste y características de la bobina	85
Tabla 6.5. Coste y características del transistor MOS	85
Tabla 6.6. Lista de costes de todos los circuitos integrados	85
Tabla 6.7. Lista de costes de todas las resistencias	85
Tabla 6.8. Lista de costes del resto de componentes del diseño	86
Tabla 6.9. Lista con la suma de coste total del material	86
Tabla 6.10. Lista con la suma de coste total del personal	87

Índice de gráficas

Gráfica 1.1. Curvas I-V para distintos valores de irradiancia solar a 25° C	16
Gráfica 1.2. Curvas I-V para distintas temperaturas de la célula y misma radiación solar	17
Gráfica 1.3. Curvas I_{sc} - V_{oc} y P-V de un módulo fotovoltaico cualquiera	17
Gráfica 3.1. Simulación de las señales obtenidas por el oscilador en V_c y V_o	44
Gráfica 3.2. Simulación de las señales de entrada y salida del generador de la PWM.....	46
Gráfica 3.3. Simulación de los puntos seleccionados en el circuito del optoacoplador	49
Gráfica 3.4.a. Simulación de las señales de entrada y salida del convertidor DC/DC reductor.....	51
Gráfica 3.4.b. Simulación conjunta de las señales del convertidor. En rojo (V_i), simula la tensión obtenida de los paneles solares y en azul (V_o), la tensión de carga de la batería	52
Gráfica 4.1. Resumen de las variaciones del funcionamiento del algoritmo MPPT implantado ..	66

1. INTRODUCCIÓN

La energía solar es una energía limpia, que utiliza una fuente inagotable y que no cuesta, pero su mayor inconveniente radica en cómo convertirla de una forma eficiente en energía aprovechable. La tecnología actual en este sentido va dirigida en dos direcciones: conversión eléctrica y conversión térmica.

Debido a la tecnología solar fotovoltaica utilizada por el cargador de batería diseñado en este proyecto, se va a analizar la conversión directa en energía eléctrica. Dando una información más detallada de su efecto, sus características principales, ventajas e inconvenientes, estado actual, aplicaciones, componentes y además se desglosará información específica del sistema cargador de batería desarrollado.

1.1 ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA

1.1.1 El efecto fotovoltaico

Los sistemas fotovoltaicos transforman la energía radiante del sol en energía eléctrica. Este proceso de transformación se produce en un elemento semiconductor que se denomina célula fotovoltaica. Cuando la luz del sol incide sobre una célula fotovoltaica, los fotones de la luz solar transmiten su energía a los electrones del semiconductor generándose así una corriente eléctrica capaz de circular por un circuito externo.

1.1.2 La radiación solar

Las condiciones de funcionamiento de un módulo fotovoltaico dependen de variables externas tales como la radiación solar y la temperatura de funcionamiento. Para poder efectuar el diseño de una instalación solar fotovoltaica se necesita saber la radiación del lugar. Para ello se ha de disponer de fuentes completamente fiables con datos de radiación solar actualizados.

Un ejemplo de estos datos es el representado en las *figuras 1.1.a y 1.1.b*.

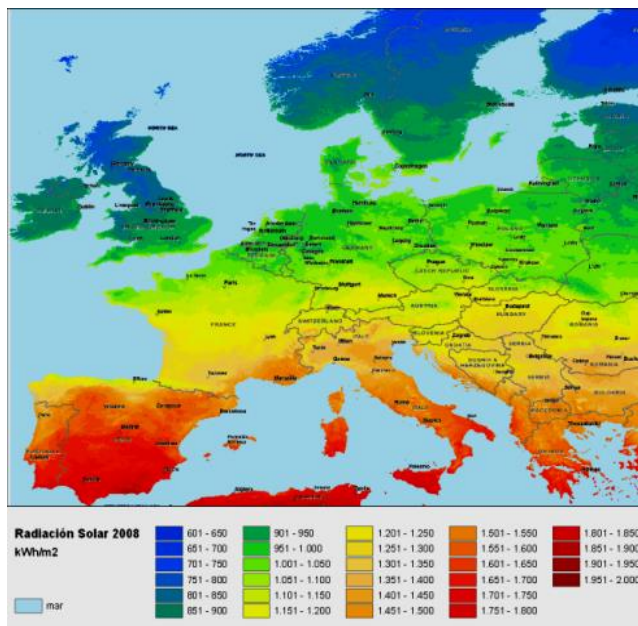


Figura 1.1.a.: Mapa de irradiación solar de Europa en 2008.

Fuente: Agencia para la explotación de los satélites europeos EUMETSAT.

La cantidad de energía recibida del sol y la demanda diaria de energía serán los factores que nos marcarán el diseño de los sistemas fotovoltaicos. Como norma general esta energía nos será dada en kJ/m^2 .

Para especificar la radiación solar terrestre, es necesario saber distinguir entre radiación solar directa, que es la radiación que incide proviniendo directamente del sol, la radiación solar difusa, que es la radiación dispersada por los agentes atmosféricos y la radiación solar reflejada (albedo), que es la radiación reflejada por el terreno y los objetos cercanos o incluso agentes atmosféricos (ver figura).

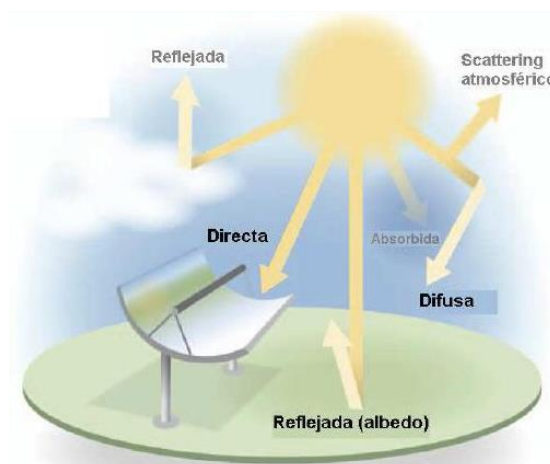


Figura 1.2.: Esquema representativo de los distintos tipos de radiación.

1.1.3 Ventajas e inconvenientes del sistema fotovoltaico

Las instalaciones de generación de energía eléctrica fotovoltaica presentan las siguientes ventajas:

- ***Son sistemas modulares***, lo que facilita su flexibilidad para adaptarse a los diferentes tipos de aplicaciones, y su instalación es relativamente sencilla.
- ***Tienen una larga duración***. La vida útil de una planta fotovoltaica la define la vida útil de sus componentes, principalmente el generador o módulo fotovoltaico, que constituye más del 50% del valor de la instalación. Aunque no se tienen datos para saber con exactitud la vida real de un sistema fotovoltaico, la instalación europea más antigua es la del Laboratorio de Energía, Ecología y Economía de Lugano en Suiza, que empezó a funcionar en 1982. Los expertos aseguran que esta instalación, pionera en todos los aspectos, puede estar en funcionamiento, al menos, diez años más.
- ***No requieren apenas mantenimiento***. El mantenimiento es escaso, y no solo es conveniente hacerlo en las horas nocturnas para tener una disponibilidad diurna máxima, sino que es necesario, para evitar que existan tensiones en los generadores.
- ***Ofrecen una elevada fiabilidad***. Las instalaciones fotovoltaicas son de una alta fiabilidad y disponibilidad operativa alta, del orden del 95%.
- ***No producen ningún tipo de contaminación ambiental***, por lo que contribuyen a la reducción de emisiones de dióxido de carbono al utilizarse como alternativa a otros sistemas generadores de energía eléctrica más contaminantes.
- ***Funcionamiento silencioso***.

Por otro lado, para conseguir su plena incorporación a los hábitos de la sociedad, como una solución complementaria a los sistemas tradicionales de suministro eléctrico, es necesario superar ciertas barreras:

- ***A nivel económico***, se deberá fomentar la reducción de los costes de fabricación y por lo tanto, el precio final de la instalación a partir de

las innovaciones que se introduzcan en el sector y las economías de escala generadas por el aumento de la demanda y los volúmenes de producción.

- ***Nivel de radiación variable.*** El nivel de esta energía fluctúa de una zona a otra, y lo mismo ocurre entre una estación del año y otra, lo que no es tan atractivo a la hora de diseñar sistemas basados en este tipo de energía.
- ***Desde un punto de vista estético,*** se deberán integrar los elementos fotovoltaicos en los edificios desde su fase de diseño y también en los entornos tanto urbano como rural.

1.1.4 Situación actual

El crecimiento de la energía solar fotovoltaica experimentó un aumento exponencial desde el año 2005 hasta el 2010. Existen tres factores determinantes de este crecimiento. Uno de ellos fueron los mecanismos de fomento de algunos países, como España, que para cumplir sus compromisos con la mitigación del cambio climático y en pro de un cambio del modelo energético hacia una energía limpia, propiciaron el incremento de la capacidad de instalación de esta tecnología.

Otro factor determinante en el aumento de la capacidad de energía solar fotovoltaica mundial ha sido un rápido avance de la curva de aprendizaje de la tecnología. La rápida reducción de los costes de los paneles solares y del resto de los componentes, se han reducido en un 80% en 5 años, ha posicionado esta fuente de energía como una nueva tecnología energética de referencia a nivel mundial.

Laboratorios de todo el mundo y centros de investigación, siguen avanzando hacia soluciones fotovoltaicas más eficientes, materiales menos costosos, paneles de capa delgada o pinturas que atrapen la luz solar y sean capaces de generar energía.

Sin embargo el panorama de mercado para la energía solar ha cambiado en los últimos años. La capacidad instalada en Europa está frenando su crecimiento, En países como España, líder mundial en esta tecnología, el sector está paralizado, las sucesivas normas retroactivas han reducido ya su rentabilidad en más de un 30% e imposibilitado la liquidez de proyectos, según la Unión Española Fotovoltaica (UNEF). En cambio, está aumentando a gran ritmo en los países con economías

emergentes como Chile, México, Brasil, Sudáfrica o norte de África.

El futuro de la industria fotovoltaica a escala mundial, tiene pilares sólidos y todos los estudios apuntan a que es un sector en alza y pleno desarrollo. Todo indica que la energía solar fotovoltaica se abre paso para aprovechar la investigación de tecnologías más eficientes, el potencial energético de los desiertos y la carrera por la independencia de los combustibles fósiles contaminantes. Al mismo tiempo, se está consiguiendo que en algunos países la energía solar sea competitiva sin necesidad de subvenciones por parte de los gobiernos. El autoconsumo fotovoltaico, es una de las mejores soluciones para proveer de energía a zonas remotas, la construcción de viviendas más sostenibles y lograr un importante ahorro para los consumidores.

1.1.5 Aplicaciones de un sistema fotovoltaico

Existen dos formas de aprovechar la energía eléctrica generada a partir del efecto fotovoltaico.

Sistemas aislados de energía solar fotovoltaica

La energía producida se almacena en baterías para poder disponer de su uso cuando sea preciso. Gracias a esta tecnología la electricidad puede llegar a lugares alejados de la red de distribución eléctrica. De esta manera, se puede suministrar electricidad a casas de campo, refugios de montaña, bombes de agua, sistemas de comunicaciones, sistemas de iluminación o balizamiento, etc.

Sistemas fotovoltaicos conectados a red

Por otro lado, están las instalaciones conectadas a la red eléctrica convencional, en las que toda la energía generada se inyecta directamente a la red eléctrica para que pueda ser distribuida donde sea demandada.

1.1.6 Componentes de un sistema fotovoltaico

Un sistema fotovoltaico está formado por tres componentes principales, las placas fotovoltaicas, el regulador de carga y el acumulador eléctrico.

Los paneles y los acumuladores del sistema funcionan en corriente continua a una tensión constante que no tiene por qué coincidir con la que demanda el consumo. En caso de no coincidir, será necesario utilizar un convertidor que consiga una tensión compatible con la carga. Si la alimentación debe realizarse a una tensión continua pero diferente a la de la batería, será necesario usar un convertidor DC/DC y si el consumo a la salida demanda corriente alterna, se necesitará un inversor.

1.1.6.1 El panel fotovoltaico

Está formado por células solares. Las células están encapsuladas para aislarse y protegerse de los agentes externos como la suciedad, el agua y la corrosión. Dependiendo del tipo de panel solar, la potencia así como la eficiencia cambiará con los diferentes tipos de radiación solar incidente.

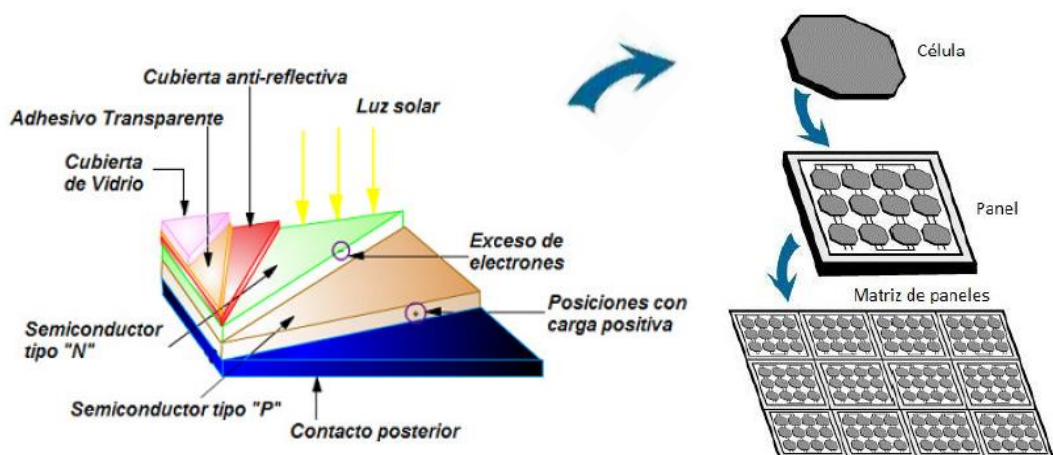


Figura 1.3.: Elementos que componen un panel solar fotovoltaico.

Aunque existen diferentes tipos de módulos. El más común tiene dos conexiones de salida: positiva y negativa pero, en algunos casos, tienen alguna conexión intermedia para la instalación de diodos de paso, para evitar:

- Que las células se comporten como una carga, disipando energía, cuando están a la sombra.
- Que si hay varias ramas de paneles en paralelo y alguna produce una tensión bastante inferior, pueda absorber potencia de las otras.
- Que las baterías se descarguen a través de los paneles fotovoltaicos en ausencia de luz solar.

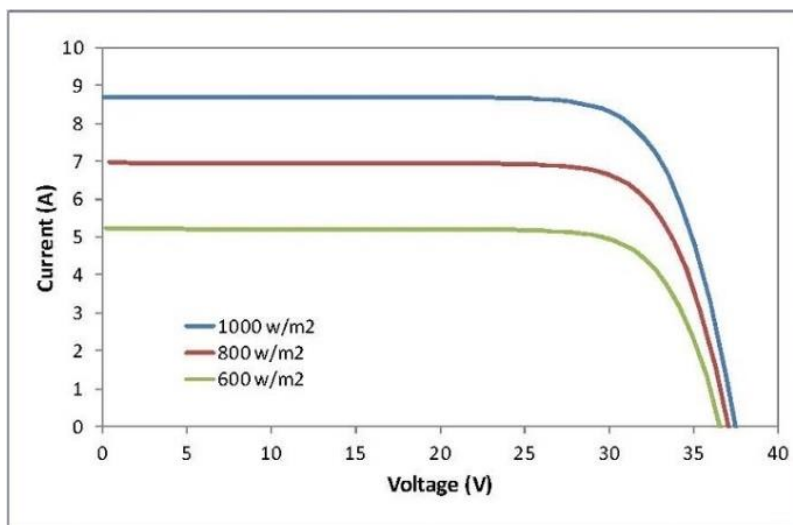
A continuación se muestran los datos más relevantes de un panel ofrecido por Isofotón (empresa de origen nacional, líder en el mercado solar) así como sus curvas características:

Módulo fotovoltaico ISF-200	
Dimensiones:	1.515 x 984 x 40 mm
Peso:	16,8 kg
Potencia máxima (P_{max}):	200 Wp +/- 3%
Tensión de Pmax (V_{max}):	25,9 V
Corriente de Pmax (I_{max}):	7,72 A
Tensión de circuito abierto (V_{OC}):	32,4 V
Corriente de cortocircuito (I_{SC}):	8,5 A
Coeficiente de T° de P_{max} :	-0,48 %/K
Coeficiente de T° de V_{OC} :	-0,387 %/K
Coeficiente de T° de I_{SC} :	0,0294 %/K
Tipo de célula:	Si monocristalino
Tamaño de célula:	156 x 156 mm
Nº de células en serie:	54

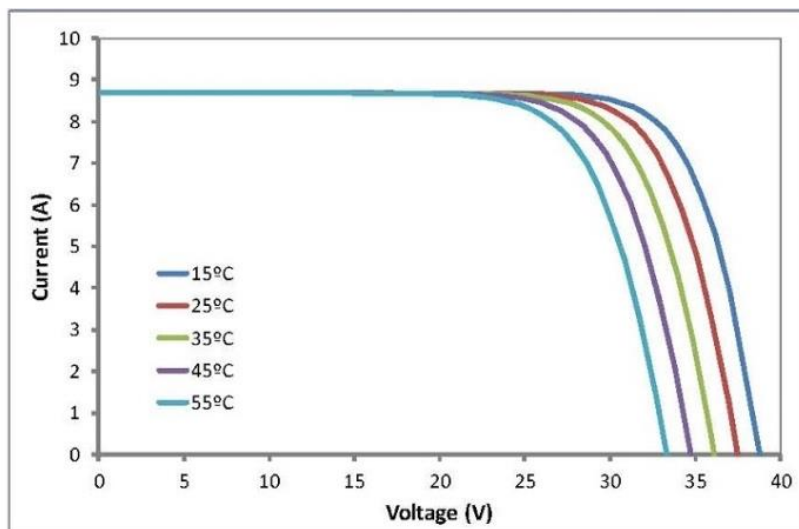


Figura 1.4.: Datos característicos e imagen del módulo ISF-200 de Isofotón.

Según se indican en las siguientes gráficas obtenidas también por Isofotón, representadas en las gráficas 1.1 y 1.2, donde se define el funcionamiento de un módulo fotovoltaico, el valor de corriente generado por el módulo crece con la intensidad de radiación solar, mientras que la tensión que ofrece cae conforme aumenta la temperatura alcanzada en las células del panel.

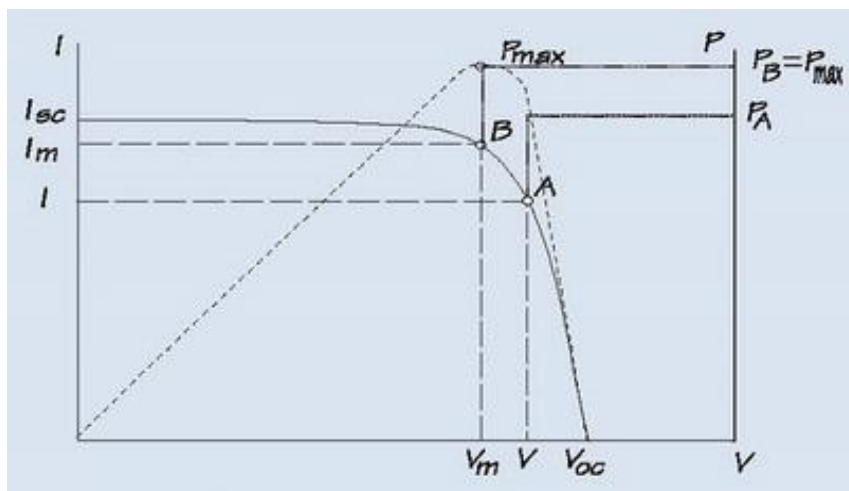


Gráfica 1.1.: Curvas I-V para distintos valores de irradiancia solar a 25° C.



Gráfica 1.2.: Curvas I-V para distintas temperaturas de la célula y misma radiación solar (1000 W/m^2).

En la siguiente figura se representa esquemáticamente en línea continua la curva intensidad de cortocircuito frente a tensión de circuito abierto (I_{sc} - V_{oc}) de un módulo fotovoltaico cualquiera. En cambio, la línea discontinua representa la potencia entregada por el módulo, para dos situaciones de trabajo distintas (A y B), destacando que en el punto B se obtienen los valores de intensidad (I_m) y tensión (V_m) que generan la máxima potencia entregada por el panel.



Gráfica 1.3.: Curva I_{sc} - V_{oc} y P - V de un módulo fotovoltaico cualquiera.

Con esta última gráfica 1.3 quedan relacionados los principales parámetros que determinan las características técnicas del panel fotovoltaico. Y será básico para poder entender el sistema cargador de batería realizado.

1.1.6.2 La batería

Las baterías, también llamadas acumuladores solares o fotovoltaicos, se utilizan para almacenar la energía eléctrica generada por el sistema de generadores fotovoltaicos, con objeto de disponer de ella en cualquier momento aunque por norma general será en periodos nocturnos o en aquellas horas del día que no luzca el sol.

No obstante, también pueden desempeñar otras funciones: como elementos que sirven para estabilizar el voltaje y la corriente de suministro, o para inyectar picos de corriente en el arranque de motores.

Las baterías se componen básicamente de dos electrodos que se encuentran sumergidos en un medio electrolítico. Los tipos de baterías más recomendadas para uso en instalaciones fotovoltaicas son las de tipo estacionarias de plomo ácido y de placa tubular, compuestas de un conjunto de vasos electroquímicos interconectados de 2V cada uno, que se dispondrán en serie y/o paralelo para completar los 12, 24 ó 48V de tensión de suministro y la capacidad de corriente en continua que se necesite en cada caso.

En la siguiente tabla se indica el nivel del voltaje del módulo fotovoltaico en función de las necesidades de consumo de potencia que se demande.

Potencia demandada (en W)	Tensión de trabajo del sistema fotovoltaico (en V)
< de 1500 W	12V
Entre 1500 W y 5000 W	24V ó 48V
> 5000 W	120V ó 300V

Tabla 1.1.: Tensión de trabajo del sistema fotovoltaico según la potencia demandada.

La capacidad de una batería se mide en amperios-hora (Ah), unidad de carga eléctrica que indica la cantidad de carga eléctrica que pasa por los terminales de una batería. Indica la cantidad de electricidad que puede almacenar la batería durante la carga, para después devolverla durante su descarga.

Estados de carga

Existen dos estados de carga extremos en el ciclo normal de la batería que se deben tener muy presentes como son:

- **Sobrecarga.** Cuando la batería llega al límite de su capacidad, si se le sigue administrando energía, se produce el fenómeno de gasificación, que provoca la pérdida de agua y oxida el electrodo positivo. Esto puede provocar pérdida de autonomía y vida útil de la batería. Aunque una pequeña sobrecarga genera mayor capacidad al acumulador.
- **Sobredescarga.** También existe un límite para la descarga, bajo el cual la batería se deteriora. Si la descarga es muy profunda y permanece mucho tiempo descargada puede quedarse inservible.

Además de estos extremos, también es importante conocer el estado de carga de la batería en todo momento. A continuación, se muestra una tabla con los valores aproximados del estado de carga de una batería. Dependen de la vida recorrida, la calidad y la temperatura de la batería.

Estado de carga (%)	Tensión batería (V)	Tensión por celda (V)
100	25,44	2,12
90	24,96	2,08
80	24,84	2,07
70	24,6	2,05
60	24,36	2,03
50	24,12	2,01
40	23,76	1,98
30	23,52	1,96
20	23,16	1,93
10	22,68	1,89
0	< 21	< 1,75

Tabla 1.2.: Relación del voltaje y el estado de carga de una batería de 24V genérica.

Efectos de la temperatura

La temperatura afecta de forma importante a las características de la batería:

- La capacidad nominal de una batería aumenta con la temperatura pero también puede provocar una oxidación del plomo, reduciendo su vida útil.
- Con temperaturas bajas, la vida útil aumenta pero hay riesgo de congelación. Por tanto, para evitar la congelación es mejor tener las baterías cargadas que descargadas.

1.1.6.3 El regulador de carga

La misión primordial de un regulador de carga en un sistema fotovoltaico autónomo con baterías es realizar un proceso óptimo de carga de la batería, permitiendo la carga completa pero evitando la sobrecarga y la sobredescarga. La estrategia de control del regulador de carga determina el proceso de carga de una batería y es responsable en última instancia tanto de la capacidad del sistema de satisfacer los consumos como de la vida útil de la batería. Además de la vigilancia y control del estado de carga de la batería con el objeto de maximizar su vida útil, el regulador de carga puede disponer de funciones adicionales como compensación por temperatura de batería, alarmas, monitorización y visualizadores.

A pesar de que el regulador de carga puede suponer sólo un 5% del coste total del sistema, su funcionamiento tiene una gran influencia en la vida útil de la batería y por tanto en el coste final del sistema. Este es una de las razones por las cuales se ha elegido el regulador de carga para realizar este proyecto, como ya se verá en el apartado 1.2. *Motivación del proyecto.*



Figura 1.5.: Esquema de un sistema fotovoltaico con regulador de carga y distintos tipos de reguladores.

El regulador de carga permite aprovechar al máximo la energía suministrada por el generador FV, a la vez que garantizar la protección adecuada y buen servicio de las baterías.

Para proteger a las baterías de la sobrecarga, el regulador las desconecta de los paneles cuando la tensión en las baterías llega a la tensión de corte por alta. Cuando esta tensión baja y llega a la tensión de rearme por alta, las baterías son reconectadas.

Para protegerlas de la sobredescarga, el regulador las desconecta de la carga cuando la tensión de las baterías llega a la tensión de corte por baja. Cuando su tensión aumenta y alcanza la tensión de rearme por baja, las baterías son reconectadas.

1.2 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO

La gran dependencia de combustibles fósiles de países extranjeros, su aumento incontrolado de precio, la escasez de reservas con respecto al incremento exponencial de consumo y la creciente emisión de contaminantes a la atmósfera, junto con la actual crisis económica, hacen que sean necesarias aplicar soluciones energéticas urgentes para el mantenimiento y sostenibilidad de las infraestructuras actuales y futuras. Es por ello que el establecimiento de energías alternativas en todos los niveles de consumo se ha convertido en algo casi indispensable.

Esta situación energética actual que se ha descrito a lo largo de toda la introducción supone un argumento de peso como para realizar un proyecto que busque optimizar el funcionamiento del cargador de una batería mediante un panel fotovoltaico.

Por tanto, a pesar del recorte de primas a la producción de energía solar fotovoltaica, esta energía alternativa se ha visto beneficiada por grandes avances tecnológicos que suponen ahorros económicos importantes sobre la inversión inicial de su implantación. De este modo la convierten en una opción energética atractiva a la hora de abordar estudios o proyectos de mejora en cualquiera de sus aplicaciones. En este caso se han centrado los esfuerzos en un regulador de carga para optimizar la carga de un sistema aislado.

De una manera más particular dentro del sistema solar fotovoltaico, se ha elegido el diseño de un regulador de carga debido a su importancia dentro de este tipo de energía. A pesar de su bajo coste en proporción al coste inicial del sistema, en torno al 5%, su influencia sobre la vida útil de la batería y el funcionamiento en

general del sistema solar fotovoltaico puede llegar a suponer entre un 20% y un 40% del coste final del sistema.

1.3 PLANTEAMIENTO Y FUNCIONAMIENTO

1.3.1 Planteamiento del problema

El principal problema de uso de la energía solar eléctrica reside en que los paneles solares no reciben una radiación constante a lo largo del día, es decir, en los momentos en los que el sol está a una altura próxima al horizonte, la incidencia de los rayos solares es mínima. Además se produce una reducción de radiación solar a causa de los cambios climatológicos, aunque estos sistemas están diseñados para zonas geográficas donde se optimice su rendimiento (ver *figura 1.1.a. y 1.1.b.*) no están exentos de condiciones adversas. Por tanto, estos sistemas generan valores de salida (de corriente y tensión) muy variables. Es evidente que si se quiere optimizar la generación de energía eléctrica mediante placas fotovoltaicas es necesario diseñar un sistema regulador para dichas variaciones.

Por otra parte, existe un tramo de noche o tramo en el que las circunstancias climatológicas son lo suficientemente adversas como para que el panel solar no sea capaz de generar energía. Para poder solventar este inconveniente existen varias alternativas, aunque la más eficaz y económica sería incorporar una batería de acumulación, para que en los momentos en los que el rendimiento del panel solar es mínimo o nulo se pueda utilizar la energía eléctrica generada por el panel solar en los periodos de radiación.

1.3.2 Funcionamiento simplificado

El funcionamiento simplificado del sistema es el siguiente: el panel solar alimenta al cargador, éste gracias al conversor DC/DC disminuye la tensión del panel solar a la necesaria para cargar la batería. El convertidor DC/DC se controla a través de una señal PWM generada por el microprocesador. Esta señal de control la variará el micro según la intensidad de carga de la batería obtenida del sensor de corriente.

El microprocesador ha sido programado para que consiga obtener el punto de carga óptimo del sistema y para lo que se necesita extraer la máxima corriente

capaz de dar el panel solar fotovoltaico a la salida del convertidor.

Por otro lado, el microprocesador realizará funciones de protección a la batería, controlando que su carga se mantenga dentro de unos límites. Esta regulación es posible gracias al sensor de tensión situado a la salida del cargador.

1.4 OBJETIVOS

Una vez planteada la situación actual de la energía solar, sus principales ventajas e inconvenientes, sus aplicaciones y principales elementos, se ha abordado el problema y la motivación que ha llevado a la realización de este proyecto. A continuación se van a describir los objetivos que han estado presentes desde el inicio hasta la finalización del cargador de batería mediante panel solar con seguimiento del punto óptimo de carga.

El objetivo principal de este proyecto es cargar una batería de acumulación de 24V, con la particularidad de realizar la carga del modo más eficiente posible, aprovechando la radiación instantánea captada por unos paneles fotovoltaicos de cualquier tensión nominal (siempre que sea mayor o igual a la de las baterías). Para conseguir una carga óptima de la batería es necesario encontrar en cada instante el punto de máxima potencia. En este caso, se obtiene cuando la corriente que le llega a la batería es la máxima posible sin que la tensión de salida se vea reducida.

Otros objetivos particulares del regulador de carga son maximizar la autonomía y la vida útil de la batería que va a ser cargada. De esta manera, el equipo llevará a cabo el mayor número de ciclos de carga con el máximo rendimiento posible de la misma batería y placa solar. Esto se consigue diseñando un sistema que proteja la batería de sobrecargas o sobredescargas, que provocarían graves daños en la batería.

2. DISEÑO DEL SISTEMA

En este módulo se va a desglosar el cargador solar de baterías en sus módulos principales, para poder explicar con detalle: los distintos componentes que lo forman, sus funciones y el porqué de su elección.

Antes de agrupar y ordenar en bloques las distintas etapas del sistema, es interesante destacar que el principal objetivo de éste es: convertir una señal de corriente continua (DC), en otra con las mismas características pero reducida una proporción determinada por el ciclo de trabajo del conversor.

Dado que la señal de entrada del sistema es la obtenida por los paneles fotovoltaicos, será una señal estable pero con una gran amplitud de valores. Ya que, podrá variar en función de la radiación y la temperatura recogida en cada momento por los módulos fotovoltaicos.

Para salvar estas variaciones, se ha diseñado un bucle de realimentación con el propósito de regular la corriente de salida del sistema mediante la técnica de seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum Power Point Tracking, MPPT). La siguiente figura recoge una idea general del sistema.

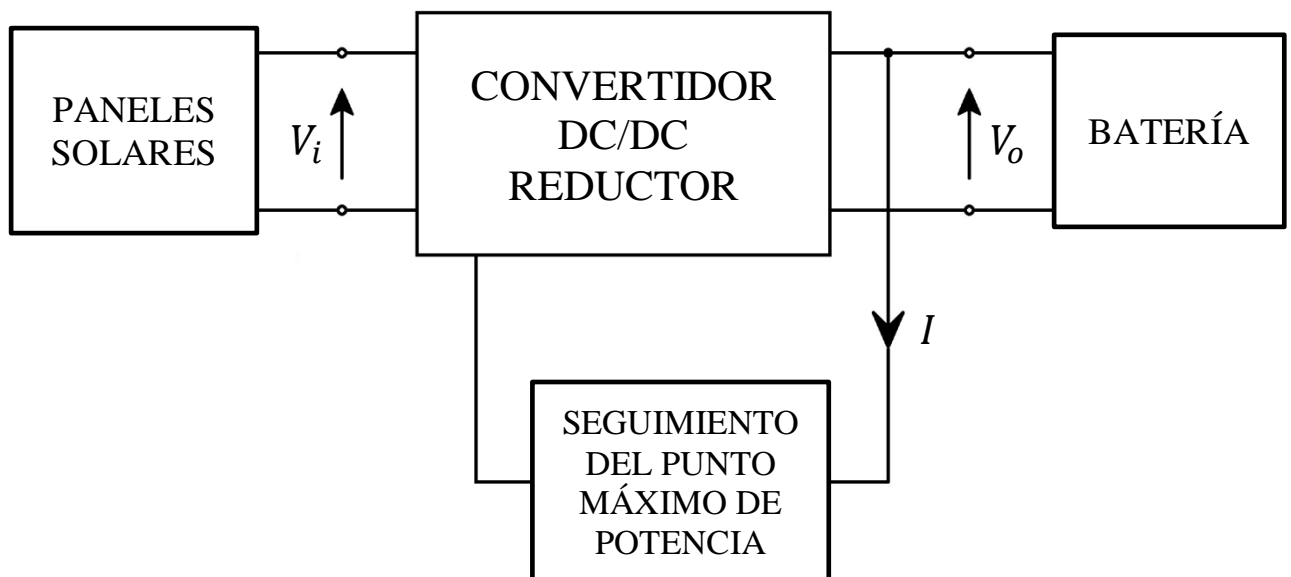


Figura 2.1.: Diagrama de bloques básico del sistema.

A partir de la figura anterior podemos analizar qué elementos componen las dos ramas del sistema y la función que desempeñan.

2.1 CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR

En este apartado se va a explicar todo lo relacionado con el módulo encargado de transformar la tensión de entrada (V_i), que dan los paneles solares fotovoltaicos, en otro valor de tensión de menor magnitud y adecuado para cargar una batería de acumulación (V_o).

En la siguiente figura se pueden ver los principales elementos que forman el convertidor DC/DC.

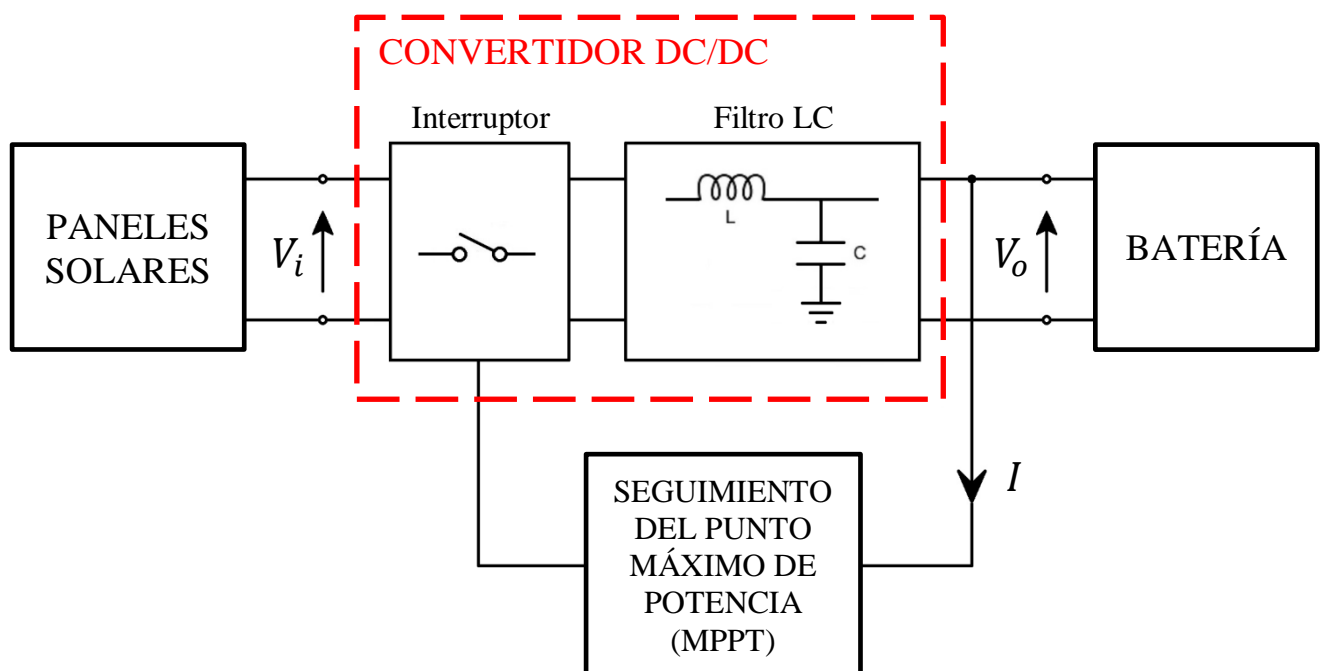


Figura 2.2.: Diagrama de bloques del sistema con el convertidor DC/DC en detalle.

2.1.1 Interruptor de potencia

Es el primer elemento que interviene en la conversión de la señal V_i , procedente de los paneles solares.

Este interruptor tendrá una función clave dentro del sistema porque además de realizar una primera transformación sobre la tensión de entrada, llevará a cabo la realimentación del circuito mediante la señal de control enviada por el seguidor del

punto máximo de potencia.

Por tanto este interruptor tendrá que cumplir los siguientes requisitos:

- Dos terminales de entrada, uno para V_i y otro para la señal de control.
- Una salida que conectará con el filtro LC.
- Deberá soportar grandes caídas de tensión además de manejar corrientes elevadas.

La configuración por la que se ha optado para resolver de una manera eficiente los primeros requerimientos de este convertidor DC/DC, ha sido utilizar un transistor MOS de potencia que trabaje en corte y saturación.

De esta manera, un único componente es capaz de conseguir reducir la tensión de entrada del cargador. Para ello es necesario que el interruptor se abra (mosfet trabajando en corte) o cierre (mosfet trabajando en saturación) para trocear la onda de entrada, convirtiéndola en una señal pulsada. Esta acción de abrir y cerrar estará gobernada por: la tensión umbral del interruptor y una señal de control obtenida en el bloque de seguimiento del punto máximo de potencia, que se desarrollará más adelante (ver *apartado 2.2.2 Modulador PWM*).

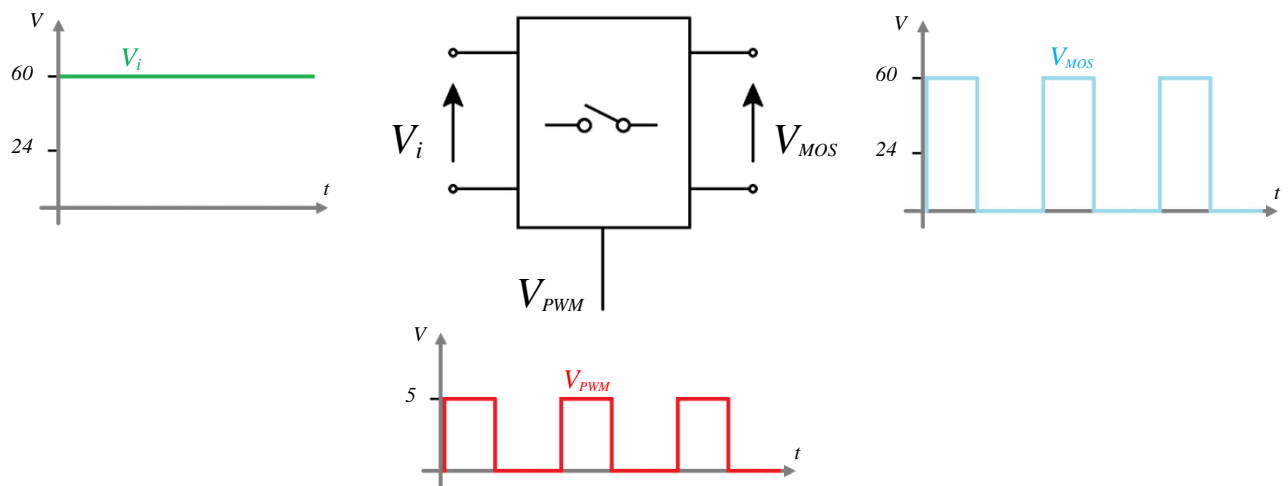


Figura 2.3.: Señales de entrada y salida del interruptor de potencia.

Para entender con claridad el funcionamiento del convertidor DC/DC reductor, se ha considerado que todos los componentes usados en el circuito son ideales. Por tanto, así lo representan las gráficas en la *figura 2.3.* y *2.4.*

2.1.2 Filtro LC

Se ha reducido el valor medio de la señal de entrada gracias al interruptor, pero la batería necesita un valor de tensión continua para cargarse.

Por este motivo se ha implantado el filtro paso bajo de segundo orden. Para neutralizar las altas frecuencias y conseguir el valor medio de la señal de entrada (V_{MOS}) del filtro LC como el valor de continua a la salida (V_o).

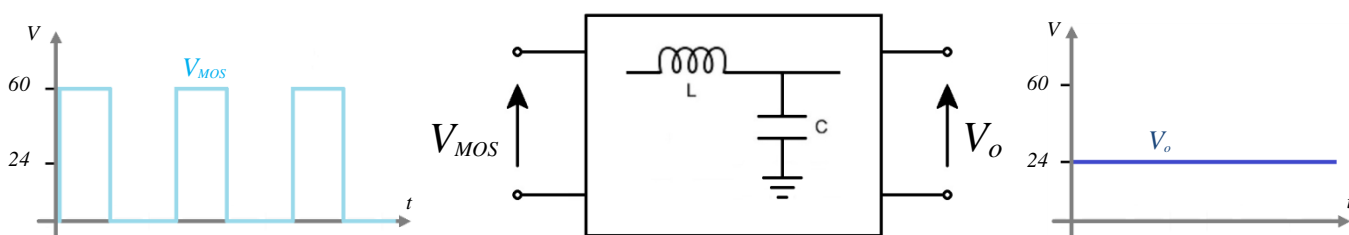


Figura 2.4.: Señales de entrada y salida del filtro LC.

Por tanto, la configuración definitiva del convertidor DC/DC reductor o etapa de potencia del sistema, será la mostrada en la figura 2.5. Más adelante, en el apartado 3. *Diseño de hardware* se explicará con mayor precisión las características de los componentes del convertidor y su funcionamiento.

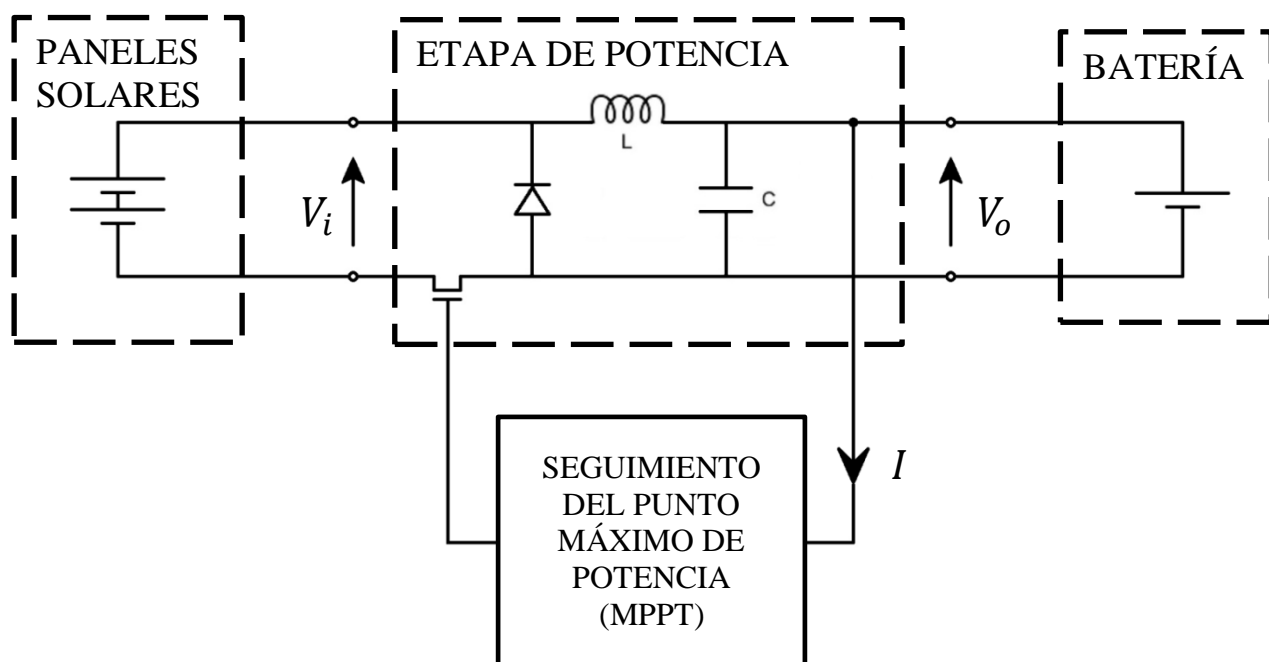


Figura 2.5.: Esquema eléctrico del convertidor DC/DC del sistema.

2.2 SEGUIDOR PUNTO MÁXIMO DE POTENCIA

A continuación se va a desglosar el módulo encargado de conseguir extraer la máxima potencia de las células fotovoltaicas para así optimizar la carga de la batería de acumulación.

La siguiente figura muestra los principales bloques que forman el seguidor del punto máximo de potencia.

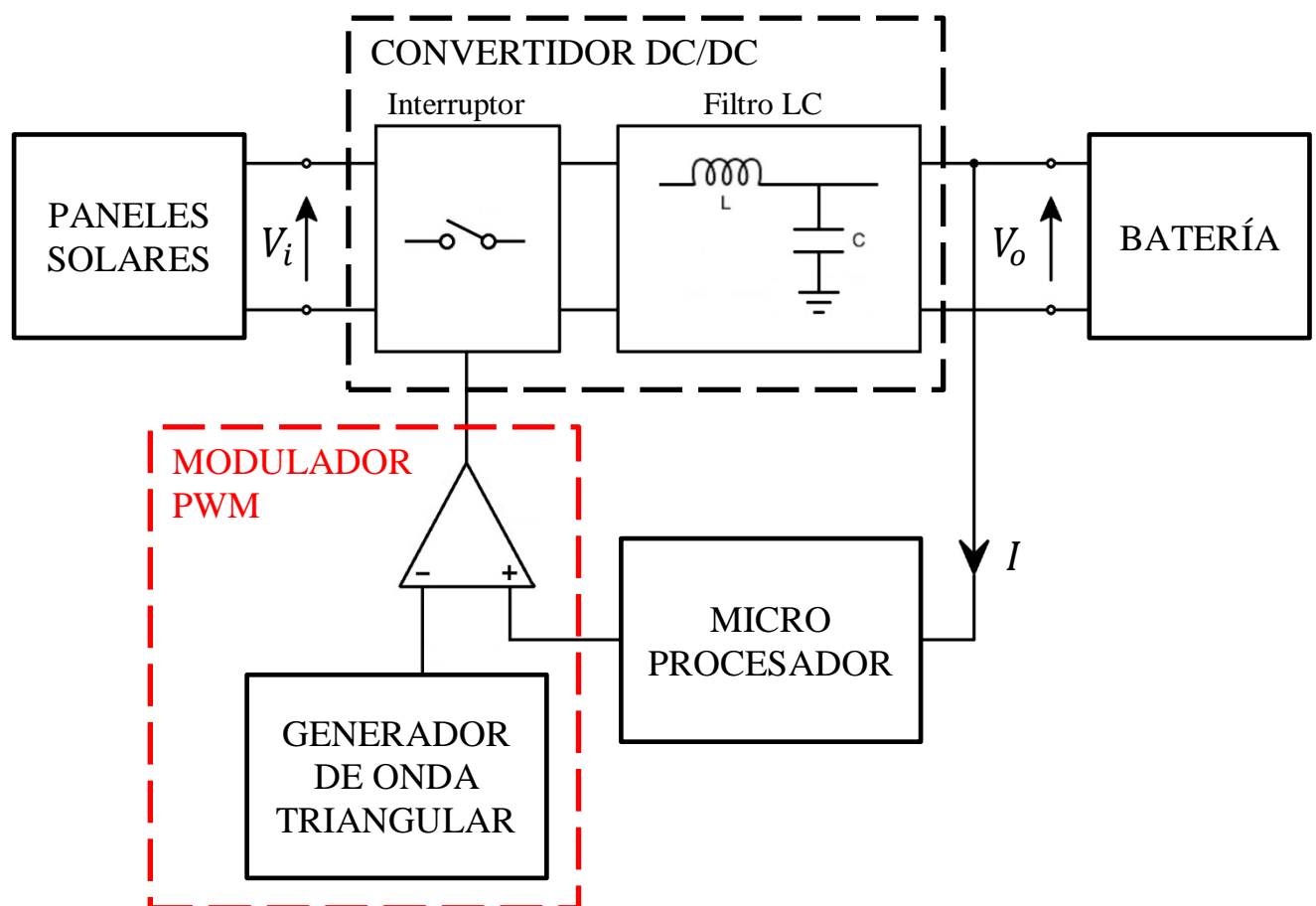


Figura 2.6.: Diagrama de bloques del sistema con la rama de realimentación desglosada.

2.2.1 Microprocesador

Como se puede ver en la figura 2.6., el microprocesador está situado estratégicamente en la rama de realimentación del sistema. Esto permitirá controlar todo el circuito, comprobando que tanto la conversión DC/DC reductora como el seguimiento del punto máximo de potencia funcionen correctamente.

Para conseguir que el microprocesador realice correctamente la búsqueda de

la máxima potencia que es capaz de dar el panel solar fotovoltaico, es necesario que constantemente se esté midiendo la corriente que le llega a la batería. Con dicha señal de intensidad, previamente acondicionada para que pueda ser recibida en el microprocesador y mediante el algoritmo utilizado para implementar esta función, se consigue que en todo momento la potencia extraída del panel solar fotovoltaico sea máxima, independientemente de la tensión que esté dando el panel solar. Siempre que dicha tensión esté dentro de un rango de valores que asegure el correcto funcionamiento del cargador.

La señal de corriente se consigue a través del medidor de corriente desarrollado más adelante (ver *apartado 2.3*).

Los convertidores usados para procesar la señal recibida y enviar otra al modulador PWM son el ADC y DAC asociados eléctricamente a los puertos del micro deseados.

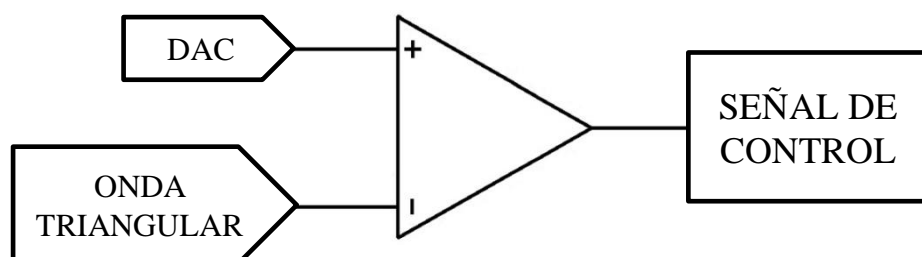
2.2.2 Modulador PWM

Para poder controlar el encendido y apagado del interruptor, es necesaria una señal que controle esta acción. Precisamente este módulo será el encargado de controlar el interruptor que determinará la proporción de reducción de la etapa de potencia.

Un modulador por ancho de pulsos (PWM) necesita dos señales:

- La señal portadora es una onda triangular que se obtiene mediante el generador de onda triangular (ver *apartado 1.1.2.2.3*).
- La señal moduladora se obtiene de la salida del microprocesador. En este caso, es una señal de tensión continua que variará dentro de los valores máximo y mínimo de la señal triangular.

De esta manera, el comparador del PWM procesa dos señales que se cruzan dos veces por ciclo (ver *figura 2.7*), para conseguir a la salida una señal cuadrada que tendrá como máximo y mínimo los valores de alimentación del comparador.



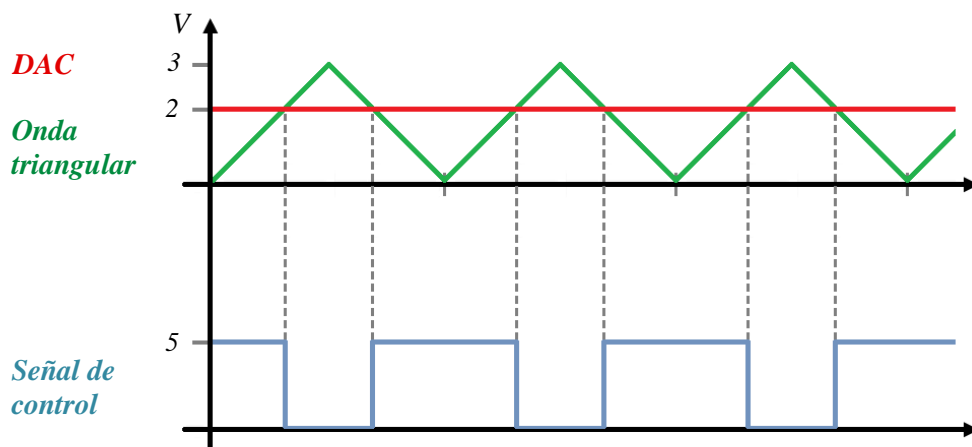


Figura 2.7.: Esquema y señales que forman el modulador PWM del convertidor DC/DC.

Las señales obtenidas están sujetas a condiciones ideales de los elementos que componen el circuito.

2.2.3 Generador de onda triangular

Como se acaba de explicar, la onda triangular generada se utiliza como señal portadora para generar la señal PWM que controla el encendido y apagado del interruptor.

Para obtener la onda triangular se ha diseñado un circuito multivibrador astable. De este modo se evita tener que comprar un circuito integrado que desempeñe esta función. Utilizando el mismo modelo de operacional para generar la onda triangular que para obtener la señal de control se conseguirá no solo ahorro en el coste circuito, sino también en el espacio del diseño de la placa ya que irán los dos amplificadores operacionales en el mismo encapsulado.

A la hora de realizar el diseño del circuito del generador de onda triangular habrá que tener en cuenta dos factores de gran importancia para el correcto funcionamiento del cargador solar:

- Los valores máximo y mínimo de la onda deberán estar dentro de los límites que es capaz de dar la salida DAC del microprocesador. De esta manera se consigue una señal de control que pueda generar ciclos de trabajo entre 0 y 1.
- La frecuencia que se genere en la onda triangular determinará la frecuencia de la señal a la salida del interruptor. Por tanto, se tendrá que diseñar antes que el filtro LC del convertidor.

2.3 MEDIDOR DE CORRIENTE

Este bloque es imprescindible para poder llevar a cabo la realimentación del sistema. Se encarga de enviar continuamente la información que el microprocesador necesita para controlar que el cargador de batería funcione correctamente en todo momento.

Para que esta señal pueda interpretarla el microprocesador necesita ser acondicionada. Antes de que la corriente de la batería llegue al puerto ADC se convertirá en un valor de tensión que sea capaz de leer el microprocesador.

El acondicionamiento de la corriente de salida consiste en:

- Realizar una conversión corriente a tensión. Haciendo pasar la corriente por una resistencia (de valor conocido y muy pequeño), originando una caída de tensión.
- El valor de tensión obtenido se aumenta mediante un amplificador de instrumentación hasta obtener un valor admisible por el puerto ADC.

La siguiente figura muestra cómo quedaría el diagrama de bloques incluyendo el medidor de corriente.

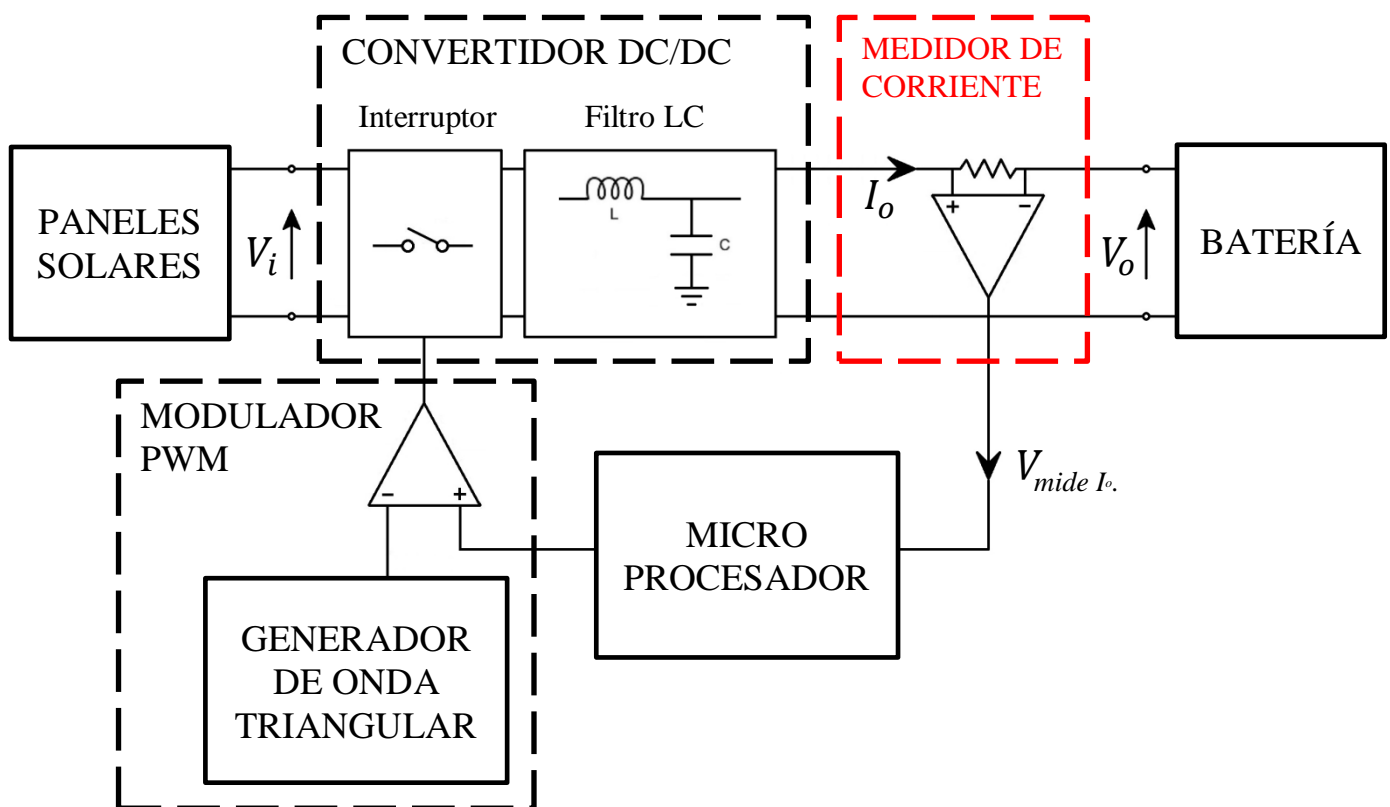


Figura 2.8.: Diagrama de bloques del sistema con sensor de corriente.

2.4 OPTOACOPLADOR

En este apartado se va a analizar la función que desempeña el optoacoplador dentro del sistema.

Este dispositivo permite transmitir señales sin conexión eléctrica entre dos circuitos, ya que basa su funcionamiento en el empleo de un haz luminoso y un fotodetector. Por tanto, parece razonable pensar que su función será aislar la etapa de potencia del resto del circuito, para evitar posibles sobrecargas que puedan dañar el microprocesador o cualquier otro elemento. Pero en este sistema, el principal objetivo para el que se ha diseñado el optoacoplador es para conseguir una masa flotante en el circuito, que permita implementar como interruptor un MOSFET de canal N (recomendado frente a canal P para este tipo de aplicaciones por su velocidad de conmutación).

En la *figura 2.9.* se muestra la localización del optoacoplador dentro del sistema. Está situado entre la rama de realimentación y la etapa de potencia permitiendo trabajar al interruptor gracias a la masa flotante que añade al sistema.

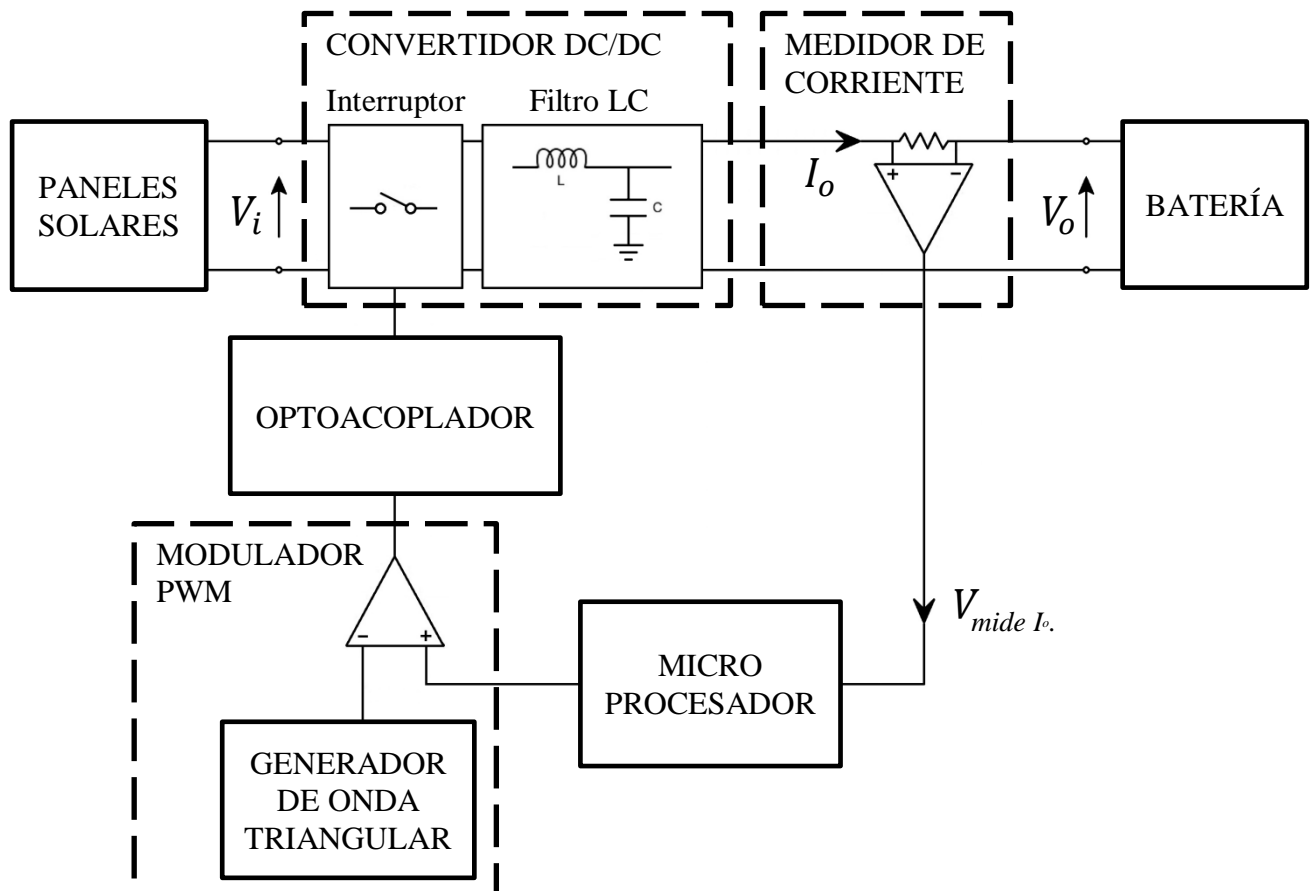


Figura 2.9.: Diagrama de bloques del sistema incluyendo el optoacoplador.

2.5 ELECCIÓN DE COMPONENTES

A continuación se van a enumerar los componentes que hacen posible el funcionamiento del sistema y los principales motivos de su elección.

2.5.1 Microprocesador C8051

El microprocesador elegido es el C8051F330 de Silicon Laboratories. Sus características más destacadas son:

- Convertidor ADC. La entrada analógica tiene un rango de tensión que va de 0 a 3V para obtener una salida digital con 10-bit de resolución.
- Convertidor DAC. La entrada digital tiene una resolución de 10-bit con la que se obtiene una salida analógica ajustable a tres valores diferentes de corriente: 0,5mA, 1mA y 2mA, todas ellas con un rango de tensión entre 0 y 3V (respecto a tierra).
- Núcleo de alta velocidad 8051. Equipado con un oscilador interno de 25MHz con precisión programable.
- Dos tipos de osciladores internos: de 24,5 MHz con una precisión de $\pm 2\%$ y 80 kHz para bajas potencias.
- La memoria se divide en: una Flash de hasta 8 kB de los cuales se reservan 512 bytes y otra RAM de 768 bytes (256 + 512).
- 17 puertos Entrada/Salida con una tolerancia de hasta 5V y una alta absorción de corriente (ver *figura 2.10.2.*).
- Cuatro timers de propósito general de 16-bit.
- Sensor de temperatura. El microprocesador opera para un rango de temperaturas entre -40 y 85°C.

Todas estas características le convierten en un microprocesador perfecto para controlar el sistema, además se ha utilizado un entorno de desarrollo que incluye un kit de programación Toolstick con conexión USB y una serie de herramientas software (detalladas en el apartado 4. *Diseño de software*) que facilitan la programación y manipulación del microprocesador (ver *figura 2.10.1*).

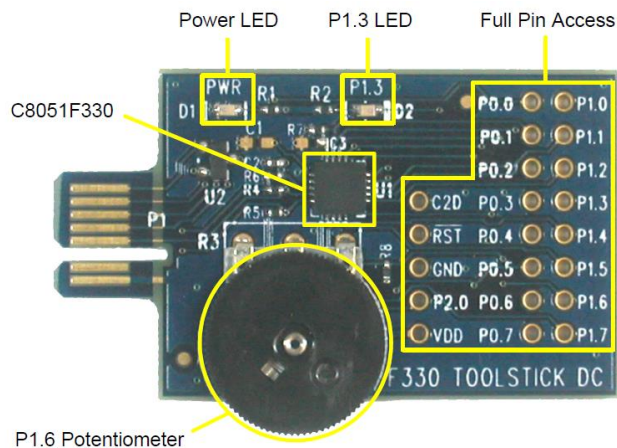


Figura 2.10.1: Imagen de la Toolstick.

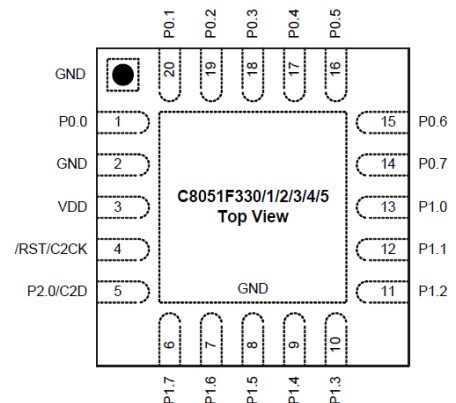


Figura 2.10.2: Esquema puertos in/out.

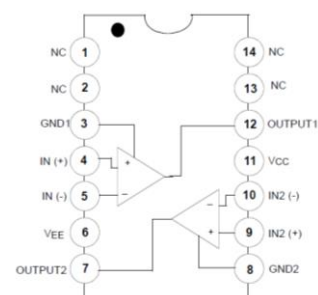
2.5.2 Comparador LM319

Los principales motivos de la elección de este comparador son:

- Cada encapsulado aloja dos comparadores LM319 (ver figura 2.11.). Como ya se ha expuesto, en el sistema diseñado se utilizan dos comparadores. De esta manera se consigue ahorrar espacio en la placa base del circuito.
- Diseñado para operar con alimentación desde 5V modo simple hasta $\pm 15V$ en modo simétrico. En este caso se alimenta a 5V en modo simple.
- Su rapidez de conmutación de hasta 80ns, le convierten en un comparador ideal para aplicaciones como osciladores, multivibradores o convertidores A/D rápidos. El tiempo de respuesta que emplea en el sistema se sitúa en torno a los 10 μ s.

En el circuito cargador de batería se utilizará como multivibrador para generar la onda triangular y como comparador de un nivel de continua enviado por el DAC y la señal triangular.

Figura 2.11.: Esquema interno del comparador LM319.



2.5.3 Optoacoplador 4N37

El optoacoplador escogido cumple su misión de añadir una masa flotante al sistema que permita enviar una señal de control al interruptor del convertidor DC/DC.

2.5.4 Inversor 74HC04

Los principales motivos de su elección son:

- Cada encapsulado aloja seis disparadores de Schmitt inversores (ver *figura 2.12.*), para el diseño del cargador se utilizarán dos. Pero en cualquier caso supone un aprovechamiento del espacio ya que comparten alimentación.
- Este dispositivo está diseñado para un rango de operación de 2 a 6V. Margen que comprende la tensión de alimentación (V_{CC}) del circuito, 5V.
- La salida del inversor generada gracias a la función booleana: $Y = \bar{A}$, permite accionar el interruptor de la etapa de potencia con la señal deseada.

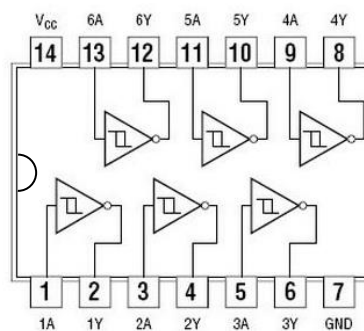


Figura 2.12.: Esquema interno de las entradas y salidas del inversor 74HC04.

2.5.5 Diodo D1N4148

Se ha elegido este diodo ya que es el más común utilizado en electrónica y sus principales características son:

- Máxima tensión inversa de 100V y máxima corriente directa de

500mA. Márgenes más que suficientes para el sistema.

- Puede conmutar a altas velocidades de hasta 4ns, que superan con creces los 10µs a los que conmutará el cargador de batería.

2.5.6 Transistor MOS IRF540

El transistor elegido ha sido diseñado para minimizar la carga por la puerta y la capacitancia de entrada. Por lo tanto, es adecuado como interruptor principal de gran eficiencia para convertidores DC/DC de alta frecuencia. Sus principales características son:

- Puede soportar hasta 100V entre el drenador y la fuente. La entrada al circuito cargador de batería podrá llegar a valores máximos de 80V, aunque normalmente estará en torno a 60V.
- Baja resistencia drenador-fuente en conducción, menor de $0,077\Omega$. Es despreciable para los valores del sistema.
- Excepcional capacidad de conmutación en altas frecuencias, por lo que no supondrá un problema los 75kHz en los que oscila el circuito de potencia del sistema.

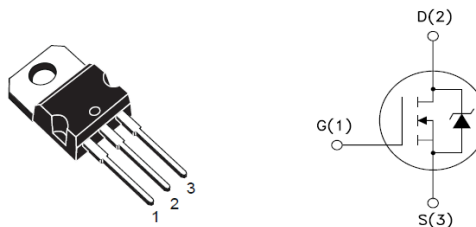


Figura 2.13.: Imagen y esquema de conexión del transistor MOS IRF540.

2.5.7 Amplificador operacional AD620

En el caso del acondicionamiento de señal para el sensor de corriente se usa un amplificador operacional con las siguientes características:

- Ganancia variable en función de una resistencia exterior, con un rango de ganancia entre 1 y 10.000. Para el circuito diseñado será suficiente con una ganancia en torno a 100.
- Amplio rango de tensión de alimentación entre $\pm 2,3V$ y $\pm 18V$. Como el puerto ADC del microprocesador puede leer tensiones de hasta 3V,

la alimentación será asimétrica de 0 y 5V. Por tanto, dentro de los límites del operacional elegido.

- Destaca por un excelente rendimiento en circuitos de tensión continua y baja potencia. Precisamente éstas son las características del sensor de corriente diseñado.
- Además, como trabaja con niveles bajos de potencia, obliga a que las señales de entrada y salida tengan poco ruido. Una característica más que se ajusta a las necesidades de esta parte del sistema.

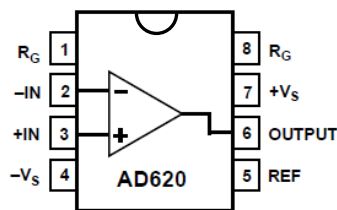


Figura 2.14.: Esquema de conexión del amplificador operacional AD620.

2.5.8 Regulador de tensión LM7805

Este componente es imprescindible para conseguir que todos los elementos utilizados tengan la tensión de alimentación que necesitan. Para ahorrar costes, se ha diseñado una única tensión de alimentación para todo el sistema cargador de batería que permitirá usar un solo componente que es el regulador de tensión, reduciendo así, la complejidad del circuito.

Las principales características del regulador son:

- Una protección térmica frente a sobretensiones y otra protección frente a cortocircuitos. Además, el circuito se implementará con un condensador a la entrada y a la salida del regulador para mejorar su estabilidad y respuesta a los transitorios.
- Rango de tensión de entrada de 7V a 35V. El sistema cargador de batería utiliza la diferencia de tensión entre el extremo positivo de los paneles solares fotovoltaicos y masa, que estará en torno a 24V.
- Corriente de salida de 5mA a 1A. Rango de valores adecuado para el sistema.

3. DISEÑO DE HARDWARE

En este módulo se va a mostrar cómo y bajo qué criterios se ha diseñado cada uno de los principales subcircuitos que componen el cargador de batería.

Antes de desgranar los detalles de diseño y los componentes de cada bloque jerárquico, se ha representado la *figura 3.1.*, que muestra el esquema completo del sistema.

Este esquema es una continuación del diagrama de bloques realizado en el módulo anterior, incluyendo las variables de entrada/salida de cada subcircuito. Su objetivo es obtener un diagrama con un nivel de detalle mayor pero más sencillo y fácil de asimilar que el circuito completo (ver *figura 3.11.* al final de este módulo).

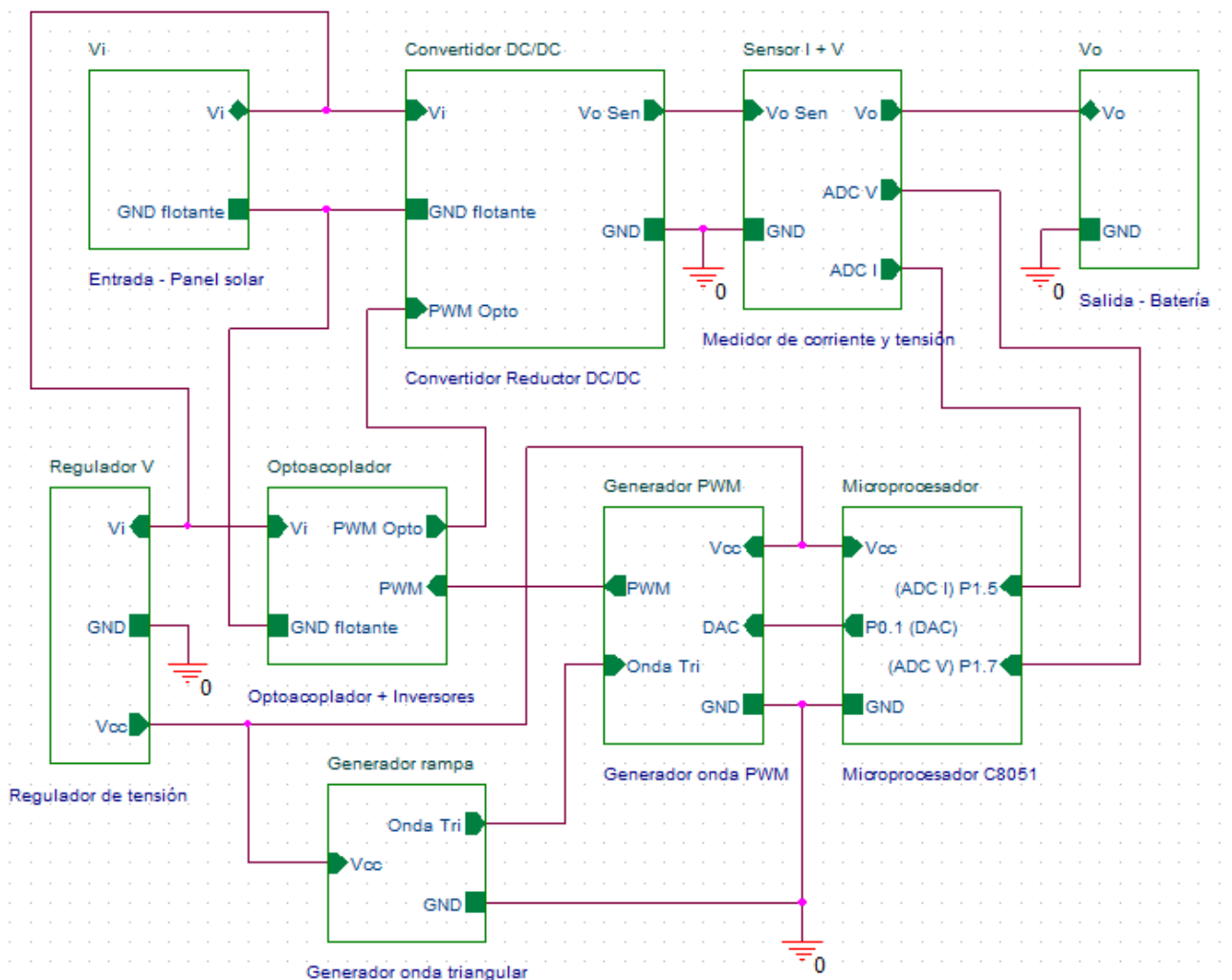


Figura 3.1.: Esquema jerárquico completo con todos los bloques que componen el sistema.

3.1 DISEÑO DEL GENERADOR DE RAMPA

La generación de la señal triangular del sistema se obtiene a través de un multivibrador astable. El circuito oscilará buscando un estado estable que nunca alcanzará. Esto constituye la disponibilidad de una conmutación permanente de una señal periódica, generada en forma autónoma, sin excitación externa.

Estos circuitos, también denominados osciladores de relajación, que basan su funcionamiento en la carga y descarga cíclica de un condensador, tienen dos tensiones posibles de salida digital con las que se obtiene una onda cuadrada, obteniendo en el condensador la forma de onda triangular o diente de sierra, que buscamos. En la siguiente figura se muestra el oscilador de relajación al que se hace referencia, que utiliza un comparador inversor con histéresis realimentado mediante una red RC:

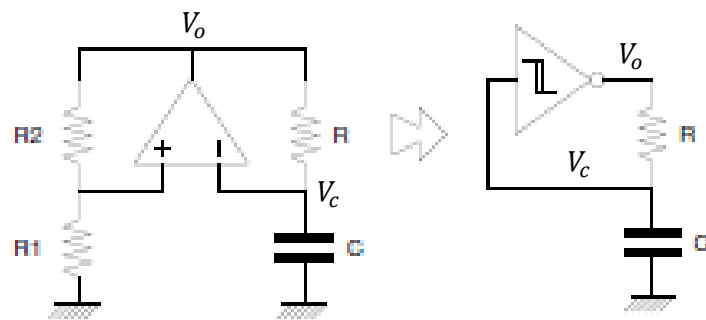


Figura 3.2.: Diseño multivibrador astable general con valores V_o y V_c simétricos.

Cuando la salida del comparador está en alto ($V_o = V_H$) el condensador C se carga a través de la resistencia R hasta que su tensión llega al límite superior del ciclo de histéresis del comparador (V_{TH}). Entonces la salida conmuta y pasa a ser $V_o = V_L$. A partir de ese momento el condensador se descarga hasta que su tensión llega al límite inferior del ciclo de histéresis, (V_{TL}) momento en el que el comparador conmuta su salida a nivel alto, $V_o = V_H$ y el ciclo se repite. La forma de onda que está describiendo la tensión de condensador es:

$$v_c(t) = V_{\infty} + (V_0 - V_{\infty})\exp\left(\frac{-t}{RC}\right) \quad (3.1.)$$

Este diseño funciona a la perfección cuando el comparador se alimenta de

forma simétrica. Pero, si las necesidades del sistema llevan a implementar una alimentación asimétrica entre V_{cc} y masa, estarán obligando a cambiar ligeramente el diseño del circuito.

En busca de conseguir que el comparador conmute la tensión de salida (V_o), se diseña un circuito que tenga un valor mayor que cero en su rama positiva (V_+) para que en la fase de descarga del condensador, pueda superar al valor de tensión de la rama negativa (V_-). La siguiente figura muestra el diseño definitivo:

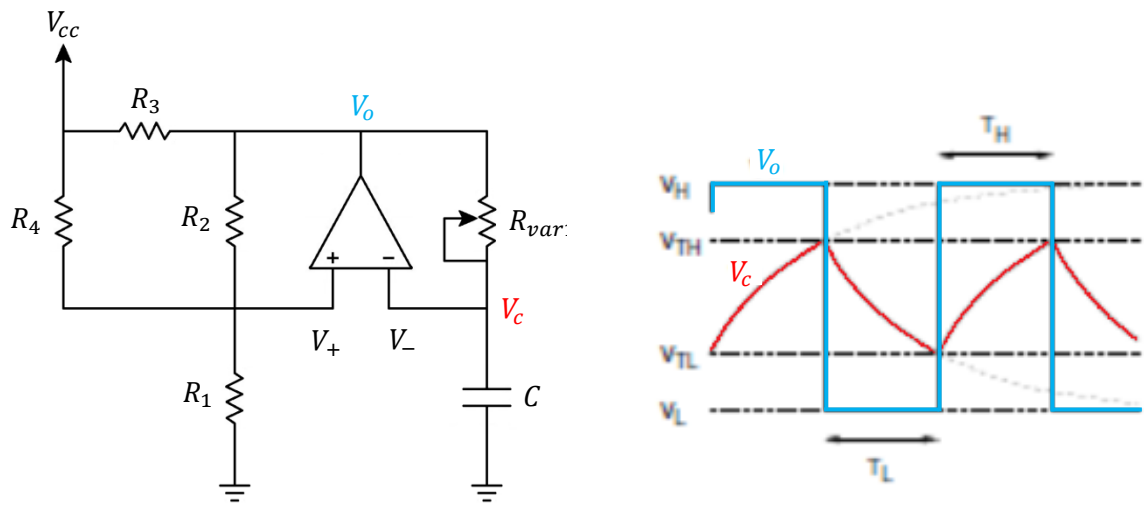


Figura 3.3.: Diseño multivibrador astable implantado en el circuito y señal V_o y V_c generada.

Utilizando de referencia la figura anterior y para entender mejor el diseño del generador de rampa, se ha realizado un estudio en detalle del circuito:

- Los límites superior e inferior del ciclo de histéresis están fijados por las resistencias R_1 , R_2 , R_3 , R_4 y la alimentación del operacional. La salida del comparador cambiará cuando el valor de V_c supere a V_+ en el ciclo de carga del condensador o V_+ supere a V_c durante el ciclo de descarga. Para obtener los límites V_{TH} y V_{TL} que determinarán las dimensiones de la onda triangular, habrá que calcular los valores de V_+ en cada ciclo. A estos valores los definen las siguientes ecuaciones:

$$V_{TH} = V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + (R_2 // R_4)} \quad (3.2.)$$

$$V_{TL} = V_{CC} \frac{(R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2) + R_4} \quad (3.3.)$$

- Los valores de C y R fijan la frecuencia de oscilación de la señal. A partir de los límites V_{TH} y V_{TL} hallados e introduciéndolos en la ecuación que describe la tensión del condensador, se obtienen las ecuaciones de diseño de frecuencia o tiempo de oscilación del sistema.

Tiempo de descarga del condensador:

$$V_0 = V_{TL} \quad ; \quad V_\infty = V_H \quad ; \quad t = T_H \quad ; \quad v_C(T_H) = V_{TH}$$

$$V_{TH} = V_H + (V_{TL} - V_H)\exp\left(\frac{-T_H}{R_{var}C}\right)$$

$$T_H = R_{var}C \ln\left(\frac{V_H - V_{TL}}{V_H - V_{TH}}\right) \quad (3.4.)$$

Tiempo de carga del condensador:

$$V_0 = V_{TH} \quad ; \quad V_\infty = V_L \quad ; \quad t = T_L \quad ; \quad v_C(T_L) = V_{TL}$$

$$V_{TL} = V_L + (V_{TH} - V_L)\exp\left(\frac{-T_L}{R_{var}C}\right)$$

$$T_L = R_{var}C \ln\left(\frac{V_{TH} - V_L}{V_{TL} - V_L}\right) \quad (3.5.)$$

Tiempo total del ciclo:

$$T = T_H + T_L \quad ; \quad f = \frac{1}{T}$$

Una vez analizados los aspectos teóricos del generador de rampa seleccionado, se pasa al diseño real del circuito, ajustándose a las limitaciones y requerimientos del sistema que se va a desarrollar.

La primera limitación se encuentra a la hora de tener que alimentar el amplificador operacional. Supondría un gran obstáculo la obtención de una señal negativa en el circuito. Por esto, la opción más interesante en cuanto a la simplicidad y viabilidad del sistema será una alimentación asimétrica de 5V y 0V. Para este tipo de alimentación solo se necesitan los 5V que se obtienen de manera sencilla, con un regulador de tensión. Además se aprovechará para alimentar al micro y al resto de operacionales.

Otro factor determinante del circuito son las características propias del microprocesador. Su función controladora del sistema conlleva limitaciones añadidas sobre el diseño. Para obtener la señal PWM (circuito que se analizará en el siguiente punto), es necesaria la onda triangular obtenida por el multivibrador astable y una señal de continua, enviada por el puerto DAC, la cual por especificaciones del microprocesador podrá variar entre 0V y 3V.

De este modo se pueden acotar los límites de la señal del oscilador entre 1V y 3V. No se ha querido diseñar una onda triangular por debajo de 1V para evitar que el amplificador operacional tenga que trabajar cerca de los valores de alimentación (0V el inferior y 5V el superior) lo que podría provocar fallos de precisión.

En cambio, el límite superior se ha diseñado incluso unas décimas por encima de los 3V, que marcan la máxima tensión de salida del microprocesador. Para el diseño habrá que tener en cuenta que cuanto más sobrepase de los 3V el límite superior, menor rango de ciclos de trabajo podrá cubrir el interruptor de potencia pero mayor será la sensibilidad del control. Esto es posible gracias a que los ciclos de trabajo que utilizará el sistema son conocidos en torno al 50% y no sobrepasarán el 70%.

De esta manera, se aporta mayor fiabilidad y precisión al sistema.

A continuación, se muestran los valores elegidos para cumplir con los requerimientos y limitaciones expuestas del generador de rampa y se introducen en las ecuaciones calculadas para resolver y obtener las características del sistema:

$$V_{cc} = 5 \text{ V}; \quad R_1 = 10 \text{ k}\Omega; \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega; \quad R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega; \quad R_4 = 15 \text{ k}\Omega;$$

$$V_{TH} = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + (R_2 // R_4)} \quad (3.6.)$$

$$V_{TH} = 5 \text{ [V]} \frac{10 \text{ [k}\Omega]}{10 + (10 // 15) \text{ [k}\Omega]}$$

$$V_{TH} = 5 \text{ [V]} \frac{10 \text{ [k}\Omega]}{10 + 6 \text{ [k}\Omega]}$$

$$V_{TH} = 3,125 \text{ V}$$

$$V_{TL} = V_{cc} \frac{(R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2) + R_4} \quad (3.7.)$$

$$V_{TL} = 5 \text{ [V]} \frac{(10 // 10) \text{ [k}\Omega]}{(10 // 10) + 15 \text{ [k}\Omega]}$$

$$V_{TL} = 5 \text{ [V]} \frac{5 \text{ [k}\Omega]}{5 + 15 \text{ [k}\Omega]}$$

$$V_{TL} = 1,25 \text{ V}$$

Para realizar el cálculo del periodo (T) de la señal triangular hay que seleccionar un valor intermedio de la resistencia variable, además de la capacitancia del condensador que buscará conseguir una frecuencia a la señal de 50 a 100 kHz.

De las ecuaciones expuestas se obtendrá la frecuencia y los tiempos de oscilación de la onda controladora del sistema, como se muestra a continuación:

$$R_{var} = 3,5 \text{ k}\Omega ; \quad C = 2,2 \text{ nF} ;$$

$$V_H = 5 \text{ V} ; \quad V_L = 0 \text{ V} ; \quad V_{TH} = 3,125 \text{ V} ; \quad V_{TL} = 1,25 \text{ V}$$

$$T_H = R_{var} C \ln \left(\frac{V_H - V_{TL}}{V_H - V_{TH}} \right) \quad (3.8.)$$

$$T_H = 3,5k \cdot 2,2n \ln \left(\frac{5 - 1,25}{5 - 3,125} \right)$$

$$T_H = 5,34 \mu s$$

$$T_L = R_{var} C \ln \left(\frac{V_{TH} - V_L}{V_{TL} - V_L} \right) \quad (3.9.)$$

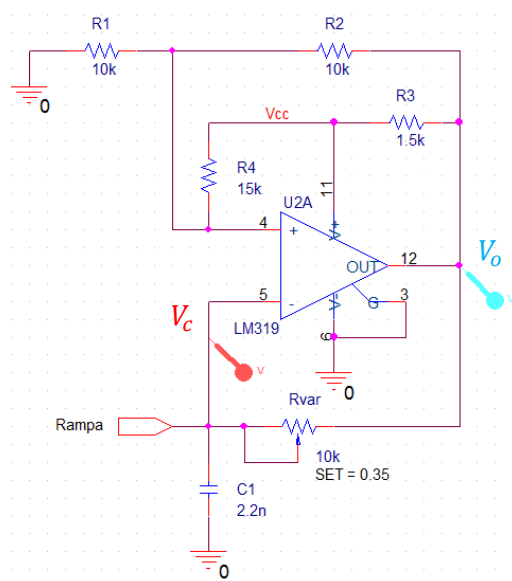
$$T_L = 3,5k \cdot 2,2n \ln \left(\frac{3,125 - 0}{1,25 - 0} \right)$$

$$T_L = 7,06 \mu s$$

$$T = T_H + T_L = 5,34 + 7,06 = 12,4 \mu s$$

$$f = 80,6 \text{ kHz}$$

Calculados todos los datos teóricos del generador de rampa, se obtiene el diseño del circuito junto a los valores de simulación que recoge la siguiente figura:



Valores de simulación

$$V_{TH} = 2,83 \text{ V}$$

$$V_{TL} = 1,3 \text{ V}$$

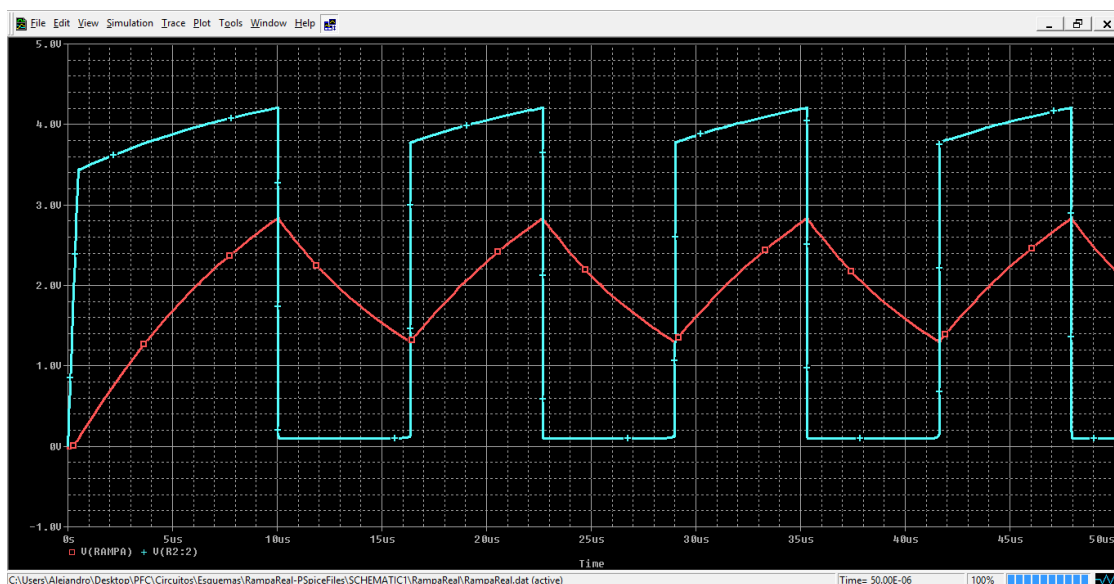
$$T_H = 6,33 \mu s$$

$$T_L = 6,3 \mu s$$

$$f = 79,2 \text{ kHz}$$

Figura 3.4.: Generador de rampa utilizado en el cargador de batería.

Los valores de simulación corresponden a la siguiente figura, que representa la señal triangular que describe V_C junto a la salida del comparador (V_O).



Gráfica 3.1.: Simulación de las señales obtenidas por el oscilador en V_C y V_O .

Como se puede observar, los valores ideales obtenidos y usados en los cálculos teóricos han cambiado sensiblemente en la simulación. Pero ésta refleja una señal más cercana a la que se obtendrá en realidad sin necesidad de implementar el circuito físicamente.

Algunas de las conclusiones que se desprenden de la simulación son:

- El valor máximo de tensión a la salida del comparador está en torno a 4V, frente a los casi 5V que habría si el generador de rampa alojara un amplificador operacional con salida rail-to-rail de precisión.
- Este valor de salida del comparador también provoca una reducción del límite superior de V_C de 3,125V a 2,83V.
- La frecuencia de oscilación obtenida (79,2kHz) se ajusta a la calculada teóricamente en torno a los 80kHz. Este valor determinará la velocidad de conmutación de todos los componentes del cargador de batería.

Tendrán que tener una velocidad de conmutación de al menos 6μs.

Es importante recordar que se podrá variar la frecuencia de oscilación de la señal triangular y por tanto, de todo el circuito cargador, a través del potenciómetro (R_{var}) situado en la rama inversora.

Por último, recordar que se ha utilizado el amplificador operacional LM319 debido a que sus características le hacen adecuado para aplicaciones de convertidores, osciladores y multivibradores de alta velocidad. Además, el encapsulado permite acoplar un segundo operacional que se utilizará para la construcción de la señal PWM.

3.2 DISEÑO DEL GENERADOR DE PWM

La generación de la señal modulada por ancho de pulsos (PWM) se consigue utilizando otro amplificador operacional LM319, que también trabajará en modo comparador con las siguientes entradas:

- La señal triangular obtenida del multivibrador astable se conecta a la entrada inversora del comparador. Esta señal marcará la frecuencia de oscilación de la salida.
- La tensión continua de salida del convertidor Digital/Analógico del microprocesador se conecta a la entrada no inversora del operacional. Esta señal se encargará de variar el ancho de pulso de la onda.

Por tanto, en el diseño realizado, el microprocesador tendrá la función de modular el ancho de pulso de la señal PWM, variando el valor de tensión continua según sea requerido por el control del sistema. En cambio, la frecuencia de la señal PWM será la heredada por la onda triangular del multivibrador astable.

Un detalle importante que afecta de manera directa al diseño hardware de cualquier sistema digital de alta velocidad es la intensidad que requieren los circuitos integrados (C.I.) en muy poco tiempo. La inductancia de las pistas y los cableados hace que cuando la conmutación de algún C.I. reclame una intensidad importante, se genere un retardo en el suministro de esta corriente y por lo tanto una caída de tensión en la alimentación.

Este problema se resuelve añadiendo al circuito condensadores de desacoplo que establezcan un camino de retorno a las corrientes de alta frecuencia que puedan existir en los circuitos integrados.

La figura 3.5. muestra el diseño eléctrico que relaciona las tres señales involucradas: tensión de continua del DAC, onda triangular y señal PWM obtenida a la salida del comparador.

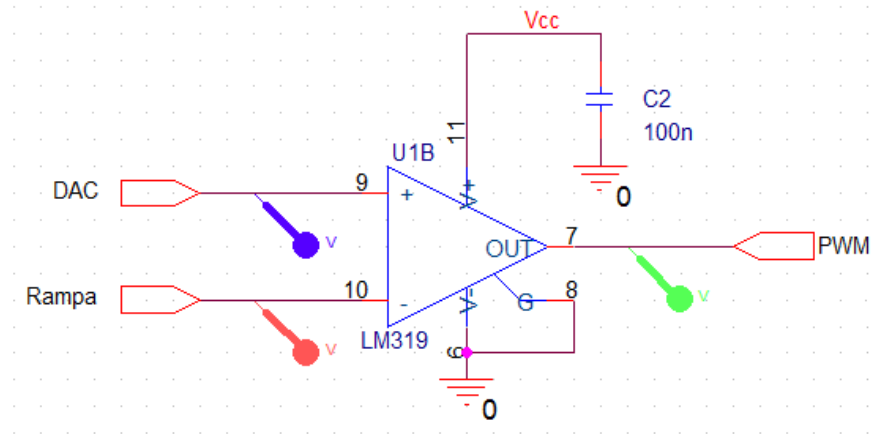
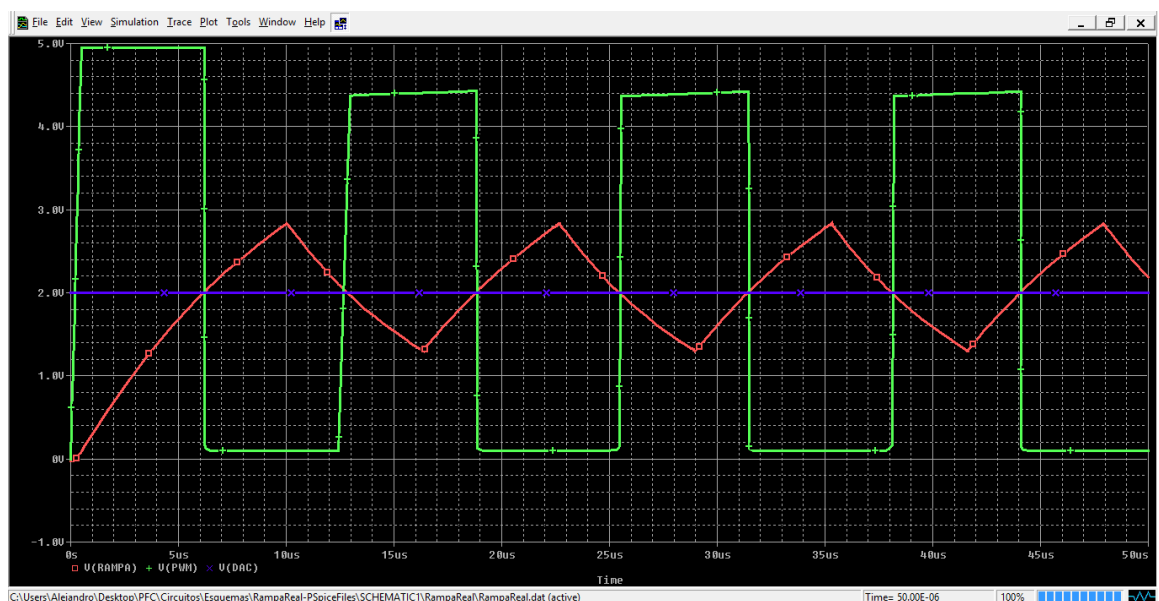


Figura 3.5.: Circuito generador de señal PWM.

Como se puede ver en el diseño eléctrico se ha añadido un condensador de desacoplo de 100nF en la alimentación del comparador, que será suficiente para la velocidad de conmutación y la corriente que van a requerir tanto el generador de rampa como el de PWM del sistema. No hay que olvidar que los dos comparadores van integrados en el mismo encapsulado. Por tanto, la función de este condensador será doble y habrá que diseñarlo para el circuito más restrictivo de los dos, aunque en este caso las características son casi idénticas.



Gráfica 3.2.: Simulación de las señales de entrada y salida del generador de la señal

A través de esta simulación se muestra gráficamente cómo se consigue la señal PWM. Construida gracias a una onda triangular o señal portadora (la obtenida del módulo anterior) y una tensión continua de control o moduladora que podrá variar entre 1,3 y 2,83V (ver *Valores de simulación figura 3.4.*) y modificará el microprocesador para aumentar o disminuir el ciclo de trabajo de la señal PWM.

3.3 MICROPROCESADOR

En el módulo 2.5 *Elección de componentes* se han expuesto las principales características del microprocesador C8051 que justifican el porqué de incluir este elemento en el diseño hardware y su función controladora dentro del sistema.

La programación del microprocesador se realiza a través de la herramienta Toolstick F330, que facilita el acceso a sus puertos de entrada, salida, alimentación, masa y reseteo.

La siguiente tabla muestra la correspondencia de los pines del conector Toolstick con la función y descripción para la que se han diseñado:

PIN Toolstick	Función	Descripción
VDD	Vcc	Alimentación 5V
GND	GND	Masa del circuito
P0.1	DAC	Convertidor D/A (0-3V)
P1.5	ADC I	Conversor A/D para sensor de corriente (0-3V)
P1.6	ADC V	Conversor A/D para sensor de tensión (0-3V)
P1.7	GND	Conversor A/D trabaja en modo simple.

Tabla 3.1.: Descripción y función de los principales puertos del microprocesador.

Por último, se muestra el circuito del conector *J1* que representa el micro (con los 16 puertos extraídos por la herramienta Toolstick) unido a las entradas y la salida que forman el bucle de realimentación del sistema. Además también quedan representados en la *figura 3.6.*, los conectores que se encargan de la alimentación y el reseteo del microprocesador.

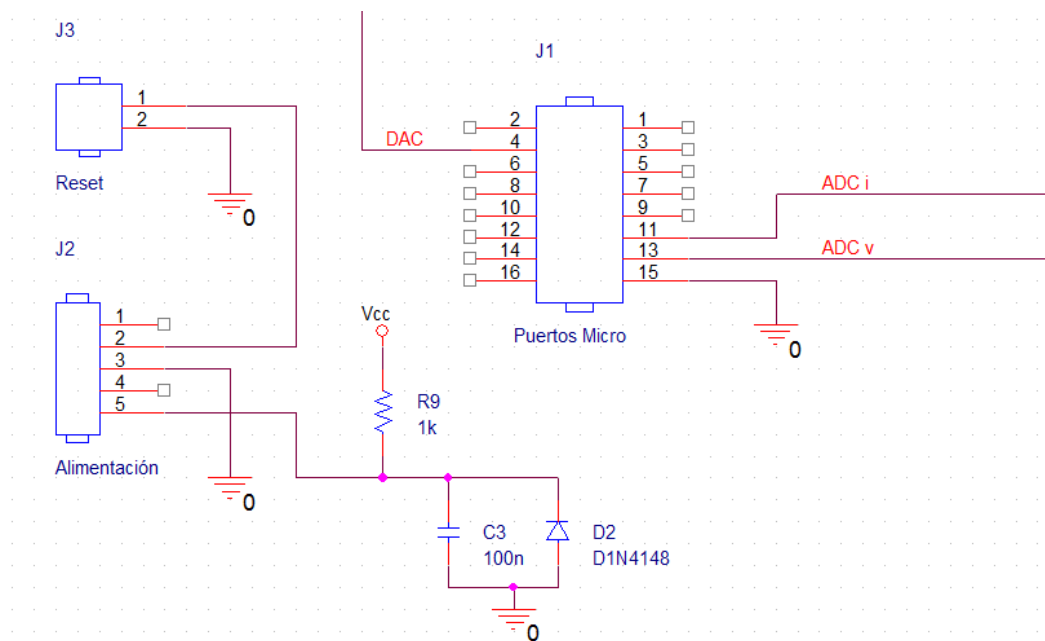


Figura 3.6.: Circuito de las conexiones de los puertos del micro y sus conectores de reseteo y alimentación.

3.4 OPTOACOPLADOR

En el diseño del convertidor se ha optado por utilizar un MOSFET de canal N para favorecer el funcionamiento del cargador. Esto supone la implantación de una masa flotante en el circuito que permita controlar el transistor con una señal de tensión positiva.

En este punto, se necesita introducir un optoacoplador entre la generación de la señal de control y el interruptor de potencia, que consiga referenciar la señal PWM generada, a la masa flotante del interruptor de potencia.

Al introducir el optoacoplador se pierde nitidez en la señal que se entrega al transistor del convertidor. Para solucionar este problema se añaden dos inversores a la salida del optoacoplador que definen con exactitud la onda cuadrada que acaba recibiendo el interruptor. Además, el acondicionamiento de la señal de control permite que el optoacoplador pueda ser algo más lento que la onda transmitida, ya que los inversores no necesitan recibir señales completamente cuadradas.

Otro problema que se plantea con este diseño es la alimentación de los inversores por estar referenciados a la masa flotante. La solución empleada ha sido

usar un divisor de tensión a la salida del panel solar, acompañado por un diodo y un condensador que fijan y protegen esta alimentación, como se puede ver en el diseño de la *figura 3.7*.

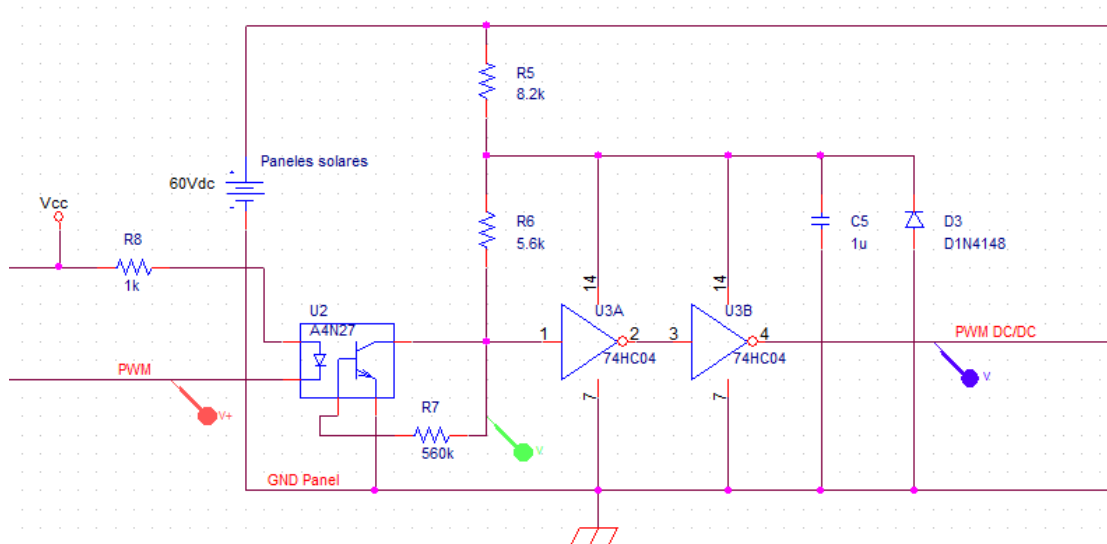
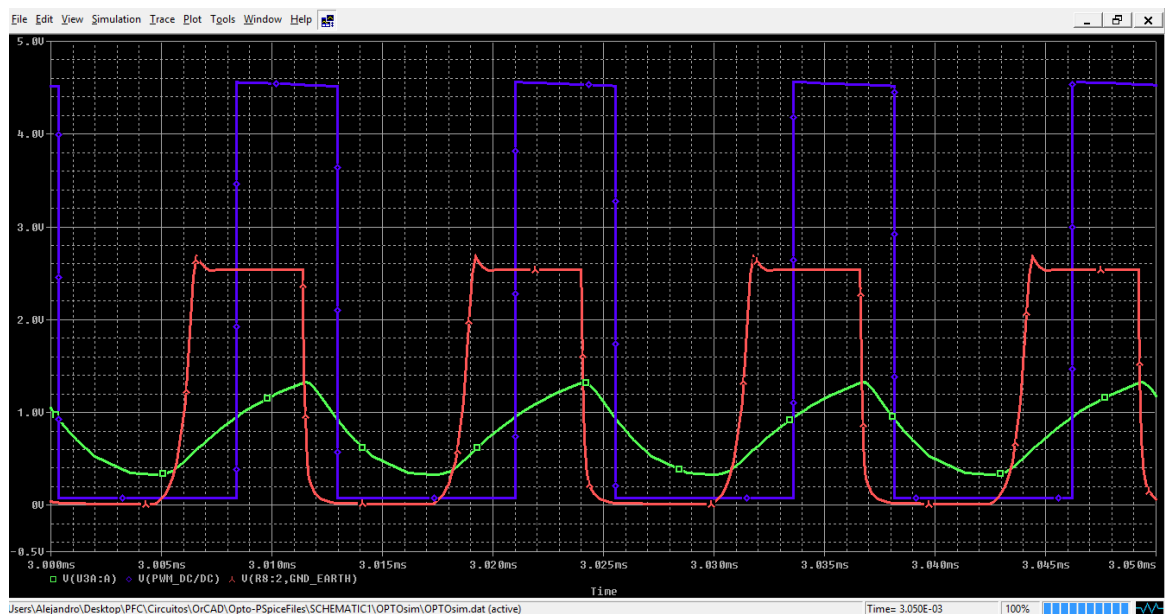


Figura 3.7.: Circuito del optoacoplador con el acondicionamiento de la señal que recibe el interruptor de potencia.



Gráfica 3.3.: Simulación de los puntos seleccionados en el circuito del optoacoplador.

Como se puede apreciar en la simulación al optoacoplador no le da tiempo a convertir la señal en una onda cuadrada, pero gracias al acondicionamiento de señal se obtiene la onda cuadrada deseada que recibirá el interruptor de potencia.

3.5 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC/DC

En este módulo se aborda uno de los apartados de mayor relevancia del cargador de batería para panel solar. Esta etapa de potencia es la encargada de reducir el nivel de tensión de las placas fotovoltaicas al nivel adecuado de carga de la batería.

La arquitectura básica del convertidor se compone de:

- Un interruptor de potencia que controla el paso de la tensión continua de entrada.
- Una señal de control que determina el ciclo de trabajo del interruptor.
- Un filtro LC que convierte la salida en una señal de tensión continua con el menor rizado posible.

Una vez que se han identificado los elementos que formarán el diseño del convertidor se pasa a escoger el componente adecuado en cada caso, en función de las necesidades del sistema.

A la hora de seleccionar el transistor MOS que realizará la función de interruptor, se ha optado por un MOSFET de canal N (IRF540), teniendo en cuenta que se necesita una velocidad de conmutación alta.

Esta selección condiciona la configuración del convertidor, ya que este tipo de transistor está controlado por una señal de tensión positiva. Lo que ha obligado a incluir una masa flotante en el circuito que servirá de referencia a la tensión de salida de las placas fotovoltaicas y a la señal de control positiva que necesita la puerta del transistor.

La conmutación del interruptor genera la necesidad de cerrar el circuito durante los periodos en los que el transistor esté en corte (interruptor abierto). Este problema lo resuelve el diodo que además se abrirá cuando el interruptor esté en modo ON. El diodo BYW29E-200 se ha seleccionado por su gran capacidad de recuperación (20ns) y al ser un diodo de potencia soporta intensidades medias de hasta 8A.

Por último, para conseguir que el convertidor DC/DC trabaje en el modo de conducción continua habrá que diseñar el filtro LC que consiga una salida con poco rizado para se cargue la batería con una tensión lo más continua posible.

Sabiendo que la señal generada por el interruptor oscilará a una frecuencia

de unos **75kHz**, se ha implementado un filtro paso bajo con una frecuencia de corte de 6,1kHz, hallada con la ecuación 3.10.:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.10.)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{31\mu H \cdot 22\mu F}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,0000261} = 6,1 \text{ kHz}$$

De esta manera se filtran las frecuencias mayores a la de corte, como la onda generada en el convertidor.

Con estas características se diseña el convertidor DC/DC reductor definitivo:

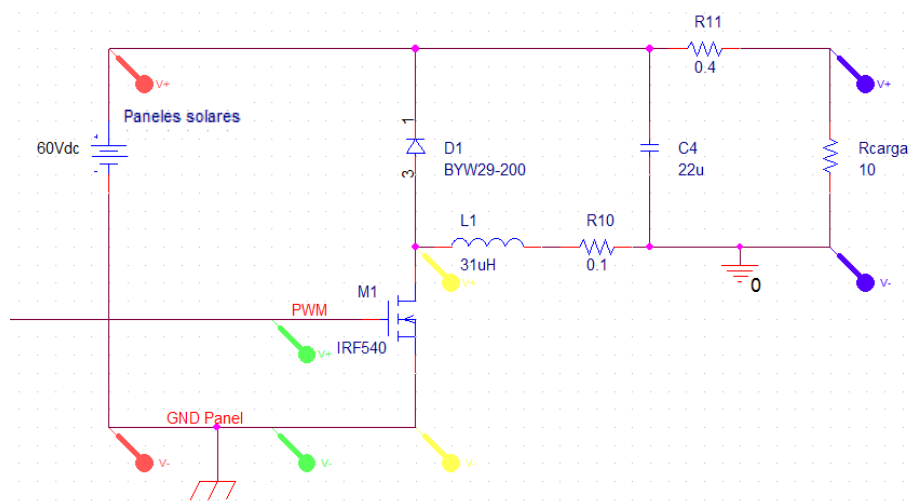
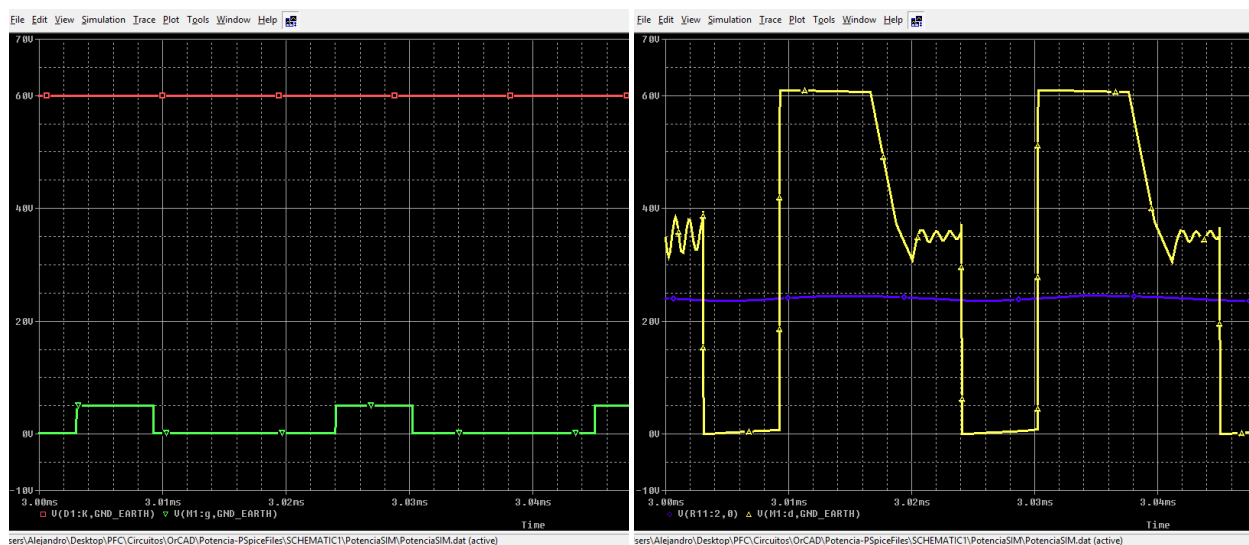
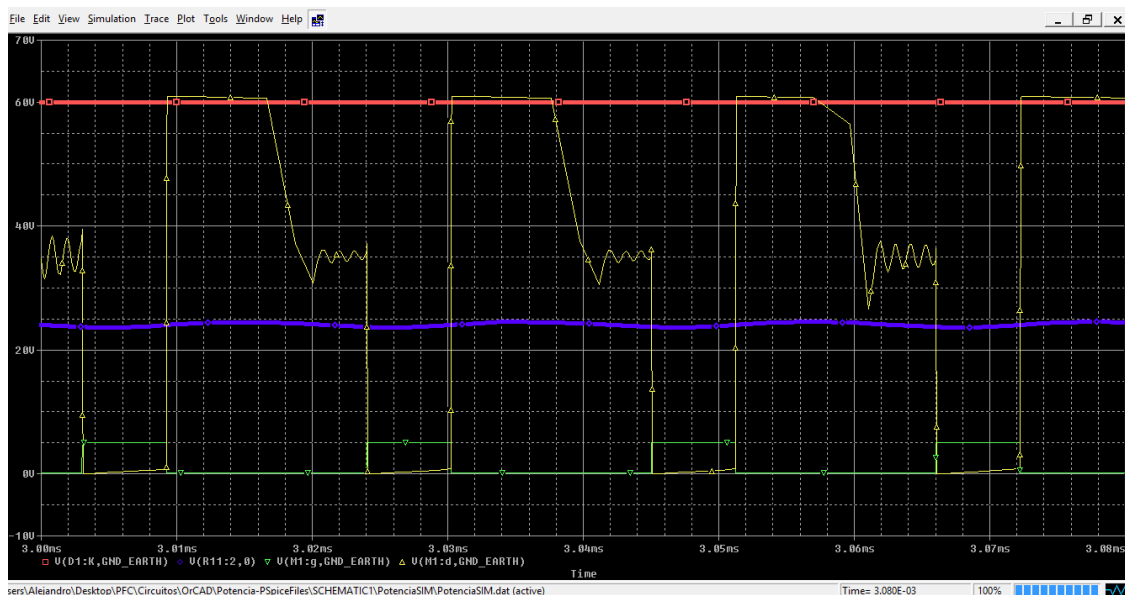


Figura 3.8.: Circuito del convertidor DC/DC reductor.

NOTA: Las resistencias R10 y R11 se han añadido para simular las pérdidas de los componentes.



Gráfica 3.4.a.: Simulación de las señales de entrada y salida del convertidor DC/DC reductor.



Gráfica 3.4.b.: Simulación conjunta de las señales del convertidor. En rojo (V_i), simula la tensión obtenida de los paneles solares y en azul (V_o), la tensión de carga de la batería.

La figura 3.8. muestra los componentes utilizados en la etapa de potencia del cargador. Además de la fuente de tensión de 60V haciendo de paneles solares, se ha incluido una resistencia de carga que simula la batería. La simulación gráfica de la señal medida por los marcadores de color señalados en el circuito eléctrico de la figura 3.8., se obtiene mediante OrCAD en las gráficas 3.4.a. y 3.4.b.

En la gráfica 3.4.a. se han separado las señales que entran al interruptor de potencia (transistor MOS) de la que sale, que además se ha representado junto a la señal filtrada final que cargará la batería. La gráfica de la gráfica 3.4.b., muestra las cuatro señales resaltando la entrada y la salida del cargador.

3.6 SENSOR DE CORRIENTE Y TENSIÓN

Es imprescindible dotar al circuito de una realimentación capaz de transmitir el estado del funcionamiento del cargador en tiempo real.

Esta realimentación consiste en medir los valores de tensión y corriente a la salida del cargador y acondicionarlos para que el microprocesador los pueda recibir.

La limitación impuesta por el convertidor Analógico/Digital radica en que el microprocesador leerá un valor de tensión entre 0 y 3V. Éste es el principal motivo que obliga a acondicionar la señal aunque en el caso del sensor de corriente habrá además que convertir la corriente medida en tensión.

A continuación, se desarrollará por separado el diseño realizado para el sensor de corriente y para el sensor de tensión.

3.6.1 Diseño del sensor de corriente

El primer paso para poder medir la corriente que está entregando el cargador a la batería será colocar una resistencia de un valor próximo a cero, generando una caída de tensión en sus extremos, proporcional a la corriente de salida.

Esta pequeña diferencia de potencial generada se envía al pin P1.5 del micro a través de un amplificador de instrumentación, que tratará de aprovechar todo el rango de tensión del puerto ADC (0 a 3V) para conseguir que el sensor de corriente sea lo más preciso posible.

Como los valores de tensión obtenidos en la resistencia serán próximos a 24V habrá que reducirlos con un divisor de tensión hasta unos valores adecuados para la entrada del amplificador. Se ha optado por un divisor de tensión de 1/16 que se implementa con dos resistencias de 1 y 15k Ω como se muestra en la *figura 3.9*. De este modo se obtienen valores de entrada al amplificador (en torno a 1,5V) dentro del rango marcado por la alimentación de 5V.

Por último, queda establecer la ganancia del amplificador. El AD620 que se ha utilizado abarca ganancias entre 1 y 10.000 en función del valor de la resistencia R_G . Por este motivo se ha colocado una resistencia variable de 1k Ω , para conseguir ganancias desde 50 V/V hasta la saturación del propio amplificador (ver *Tabla 3.2.* y ecuación 3.11.). Este diseño permitirá adaptar el sensor a cualquier tipo de corriente de carga de batería.

$$R_G = \frac{49,4k\Omega}{G - 1} \quad (3.11.)$$

R_G [k Ω]	G [V/V]	$I_o = 2A$ V_{ADC} [V]	$I_o = 8A$ V_{ADC} [V]
1	50,4	0,063	0,252
0,5	99,8	0,125	0,499
0,25	198,6	0,248	0,993
0,1	495	0,619	2,475

Tabla 3.2.: Ganancia del AD620 en función del valor de R_G y valores que recibe el ADC según la corriente de carga.

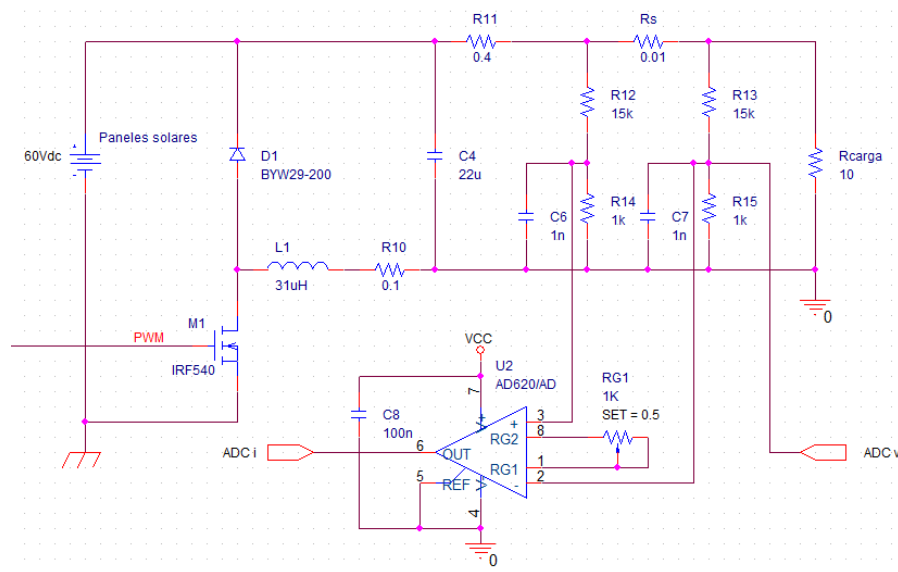


Figura 3.9.: Circuito del sensor de corriente y tensión del sistema.

Como se puede ver en el diseño eléctrico se ha añadido un condensador de desacoplo de 100nF en la alimentación del amplificador de instrumentación, que será suficiente para evitar cualquier desajuste en el circuito integrado.

3.6.2 Diseño del sensor de tensión

La función principal del sensor de tensión será proteger a la batería frente a posibles sobrecargas o sobredescargas, por este motivo es necesario medir en todo momento la tensión a la salida del cargador solar.

Este sensor es mucho más sencillo que el de corriente al tener que acondicionar una señal de las mismas características que la entregada al pin P1.7 del micro. Solo habrá que convertirla en una señal dentro del fondo de escala del convertidor analógico/digital de 3V.

Utilizando el mismo divisor de tensión (1/16) empleado en el sensor de corriente, se obtiene un valor de tensión dentro del rango de 0 a 3V con suficiente margen para los valores de tensión más desfavorables, (ver *tabla 3.3.*).

V_o [V]	V_{ADC} [V]
21	1,31
24	1,5
26	1,63

Tabla 3.3.: Rango de valores de entrada y salida del sensor de tensión.

3.7 DISEÑO CIRCUITOS DE ALIMENTACIÓN

Todos los circuitos integrados del sistema, incluido el microprocesador deben estar alimentados. Para facilitar este proceso, se ha unificado el valor de alimentación de todos los elementos del circuito a 5V. De este modo, al incluir el regulador integrado de tensión LM7805 se podrán cargar todos los componentes del sistema.

Este dispositivo capaz de disipar el calor para disminuir su tensión de salida, será de gran utilidad dentro del circuito por conseguir aunar todas las ventajas de una fuente completa de alimentación en un solo encapsulado.

Como se puede comprobar en el diseño de la *figura 3.10.*, el regulador integrado se implementa con dos condensadores en paralelo de 100nF, uno a la entrada y otro a la salida, con las siguientes funciones:

- El condensador *C9* alojado a la entrada del regulador, filtra la tensión de posibles transitorios y picos no deseados.
- En cambio, el condensador *C10* situado en la salida de V_{cc} , disminuye la tensión de rizado de salida a la vez que evita oscilaciones.

Por tanto, de una tensión variable en torno a los 24V del cargador de batería se obtendrá una tensión continua de 5V necesaria para la alimentación y el correcto funcionamiento de todo el circuito.

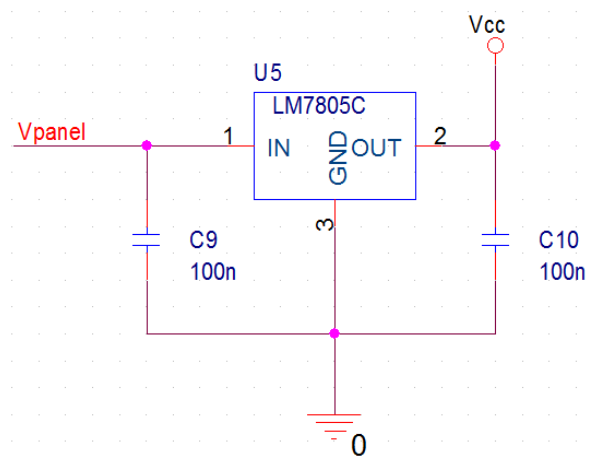


Figura 3.10.: Circuito eléctrico del regulador de tensión integrado LM7805.

A continuación, se muestra el esquemático del circuito eléctrico completo diseñado en OrCAD, herramienta con la que se han realizado todos los diseños.

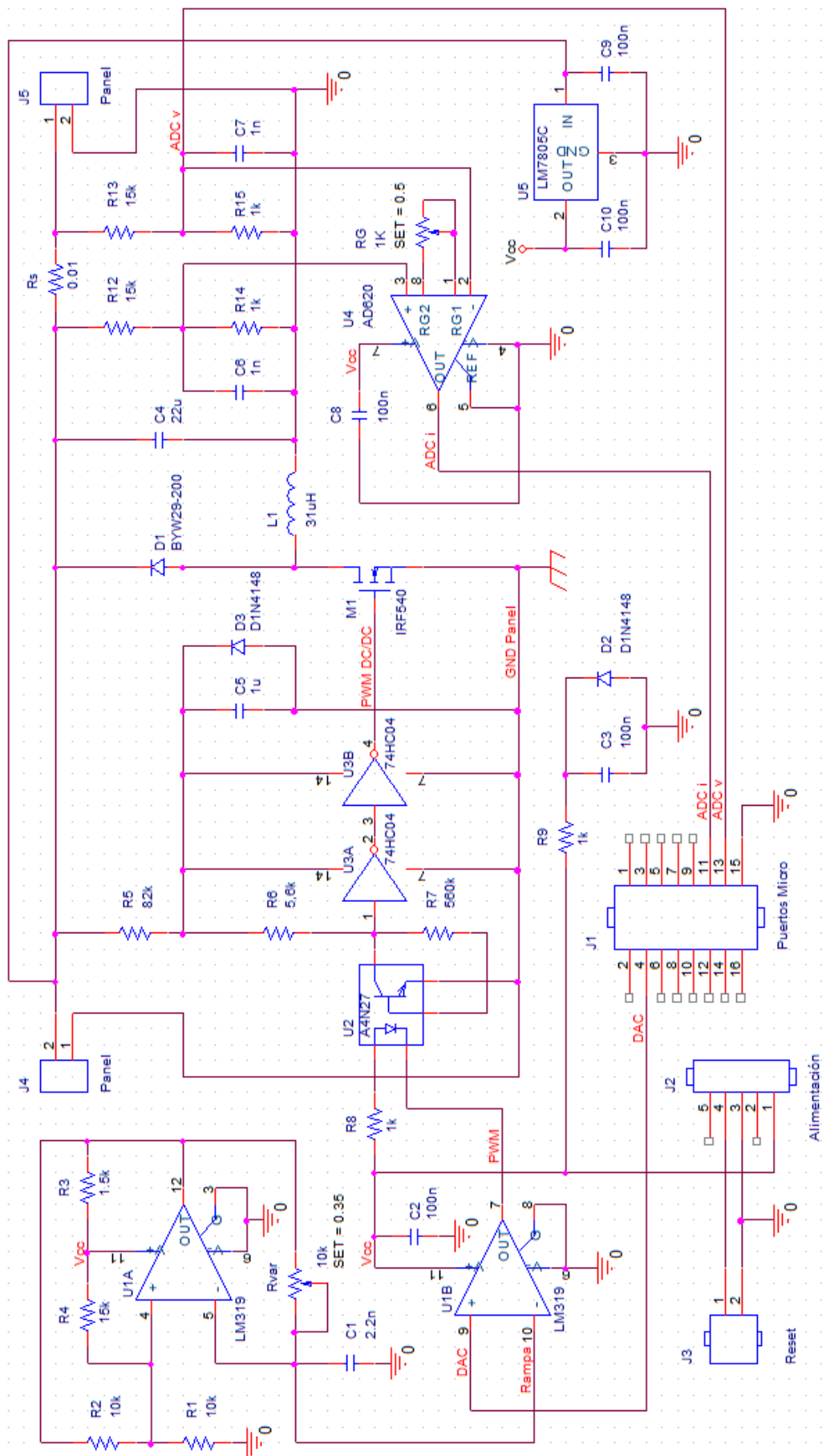


Figura 3.11.: Circuito eléctrico completo del sistema cargador de baterías diseñado.

4. DISEÑO DE SOFTWARE

Para el desarrollo del software del equipo ha sido fundamental el uso de la herramienta ToolStick-F330DC, al facilitar una serie de programas que permiten la configuración del microprocesador, además del depurado y la compilación del software del sistema.

Los programas utilizados son:

- **Silicon Laboratories IDE.** Incluye un editor de código fuente, un depurador a nivel fuente y un compilador para programar el micro. Por tanto, esta herramienta permite crear o cargar proyectos en C. Además, permite depurar errores y analizar el comportamiento del micro, realizando una visualización paso a paso del programa. Como alternativa a este programa se puede utilizar el depurador uVision que permite a los programas Keil uVision2 y uVision3 comunicarse con el microprocesador utilizado ofreciendo también muchas posibilidades.
- **Toolstick Terminal.** Este programa proporciona un terminal de interfaz con los puertos UART del microprocesador. Muestra por pantalla lo que el micro va ejecutando y establece una conexión con el usuario mediante un cuadro de diálogo (ver *figura 4.1.*).

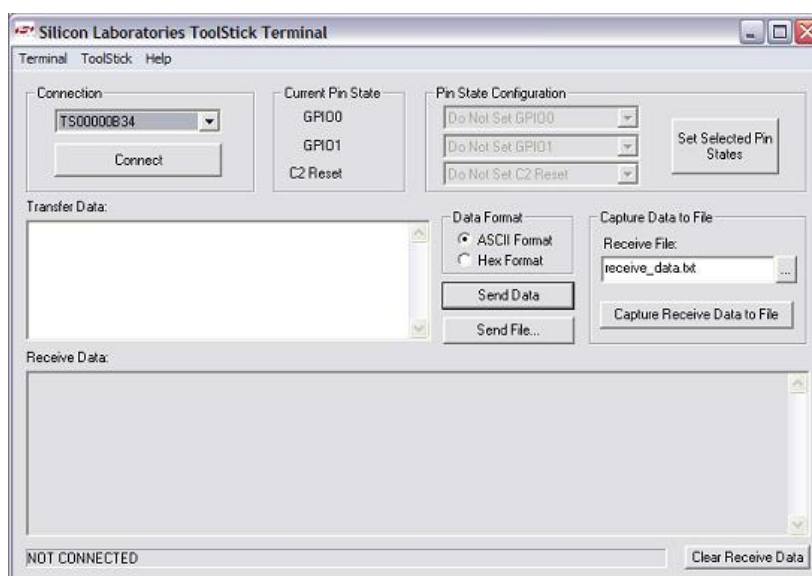


Figura 4.1.: Ventana de diálogo del Terminal Toolstick SL.

- **Configuration Wizard 2.** Es una herramienta de generación de código de configuración para todos los dispositivos de Silicon Laboratories. El código es generado a través del uso de cuadros de diálogo (ver *figura 4.2.*) para configurar los puertos, el ADC, las interrupciones y cada periférico que pueda usar el microprocesador.

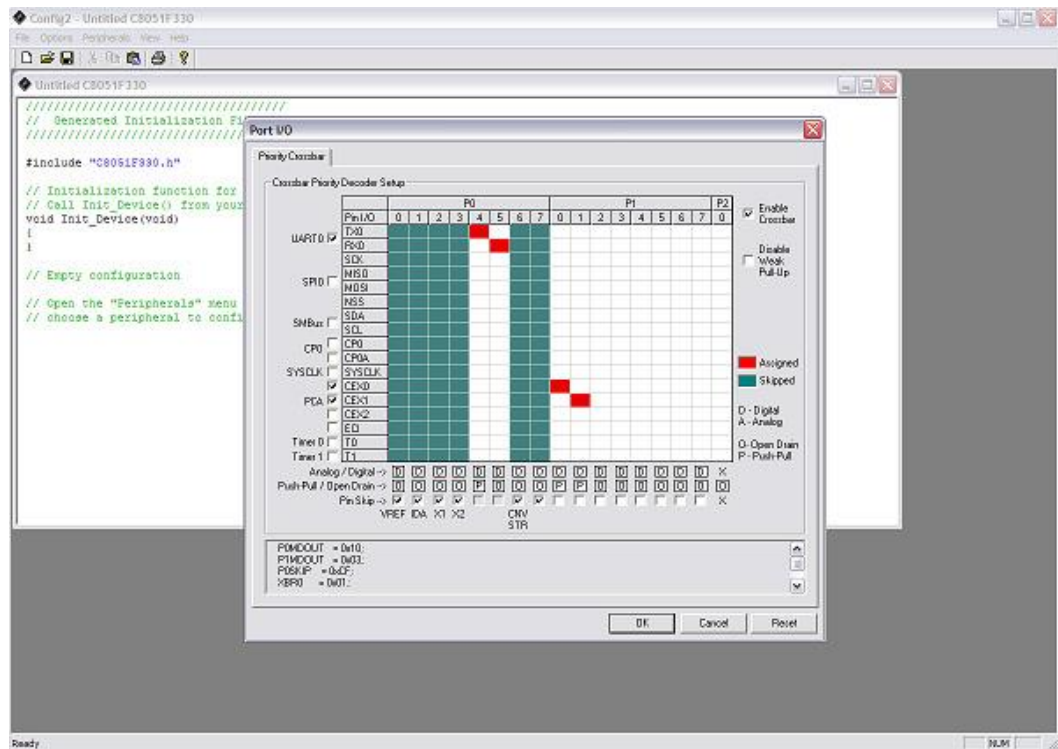


Figura 4.2.: Ventana de configuración de los puertos entrada/salida del microprocesador.

Por tanto, el primer paso para la implementación del software al equipo será usar la herramienta Configuration Wizard 2 para configurar el microprocesador que controlará el cargador de batería. Una vez generado el código fuente, se han extraído los valores más significativos:

- **ADC:**

```
void ADC_Init()
{
    AMX0P    = 0x0D;
    AMX0N    = 0x0F;
    ADC0CF   = 0xFC;
    ADC0CN   = 0x82;
}
```

- La primera asignación configura de inicio el convertidor A/D en el puerto P1.5 aunque como se verá en el código del programa principal,

también se cambiará para recibir datos del puerto P1.6.

- Para transmitir al ADC del micro que trabaje en modo simple hay que unir a masa la entrada AMX0N. Para el circuito diseñado será el puerto P1.7, expresado en la segunda línea de la función `ADC_Init`.
- Las dos últimas líneas de comando se encargan de justificar los 10 bits del ADC0 a la izquierda (comando `ADC0CF`) y de habilitar y preparar para la conversión de datos (comando `ADC0CN`).

- **DAC:**

```
void DAC_Init()  
{  
    IDA0CN    = 0xF2;  
}
```

- Esta asignación tiene una triple función sobre el convertidor D/A que son: habilitar el IDAO, las actualizaciones de la salida DAC se escriban sobre IDAOH y que el fondo de escala a la salida del puerto sea de 2mA. El puerto asignado por defecto para el DAC es el P0.1.

- **Voltage REF:**

```
void Voltage_Reference_Init()  
{  
    REF0CN    = 0x0A;  
}
```

- Esta línea de comando permite usar V_{DD} como voltaje de referencia y habilita el internal Bias generator.

- **Puertos I/O:**

```
void Port_IO_Init()  
{  
    // P0.0 - Unassigned, Open-Drain, Digital  
    // P0.1 - Skipped, Open-Drain, Analog  
    // P0.2 - Unassigned, Open-Drain, Digital  
    // P0.3 - Unassigned, Open-Drain, Digital  
    // P0.4 - TX0 (UART0), Push-Pull, Digital  
    // P0.5 - RX0 (UART0), Open-Drain, Digital  
    // P0.6 - Unassigned, Open-Drain, Digital  
    // P0.7 - Unassigned, Open-Drain, Digital  
  
    // P1.0 - Unassigned, Open-Drain, Digital  
    // P1.1 - Unassigned, Open-Drain, Digital  
    // P1.2 - Unassigned, Open-Drain, Digital  
    // P1.3 - Unassigned, Open-Drain, Digital
```

```
// P1.4 - Unassigned, Open-Drain, Digital
// P1.5 - Skipped, Open-Drain, Analog
// P1.6 - Skipped, Open-Drain, Analog
// P1.7 - Skipped, Open-Drain, Analog

P0MDIN = 0xFD;
P1MDIN = 0x1F;
P0MDOUT = 0x10;
P0SKIP = 0x02;
P1SKIP = 0xE0;
XBR0 = 0x01;
XBR1 = 0x40;
}
```

- Todas estas asignaciones configuran los puertos de entrada/salida del modo que se muestra en los comentarios de la función `Port_IO_Init ()`.

- **UART:**

```
void UART_Init()
{
    SCON0 = 0x10;
}
```

- Esta línea de comando habilita la recepción de UART0.

Realizada la configuración del equipo, se va a explicar detenidamente en qué consiste el software diseñado para conseguir que el microprocesador controle el sistema cargador de batería.

Para poder diferenciar con claridad los módulos de operación que se han programado en el microprocesador se ha dividido este apartado en los distintos bloques de funcionamiento del cargador de batería.

4.1 PROTECCIÓN FRENTE A SOBRECARGA DE LA BATERÍA

Como se ha expuesto en esta memoria, una de las principales funciones del sistema además de cargar la batería es protegerla frente a posibles sobretensiones.

La batería para la que se ha diseñado el cargador solar es una batería de 24V. Por tanto, los valores que el cargador tratará de obtener a la salida deberán estar entre 24V y 26V. Debido a que es un sistema activo en constante movimiento, se

puede dar tensiones mayores a 26V. En el apartado 1.1.6.2. *La batería* se ha explicado lo grave que puede ser producir una sobretensión en una batería, llegando incluso a destruirla. Por este motivo, se implanta un sistema de protección contra las sobrecargas que se puedan dar en la batería de acumulación, para que no sufra ningún daño.

Para comprender el funcionamiento de este subprograma, se ha realizado el siguiente diagrama de bloques:

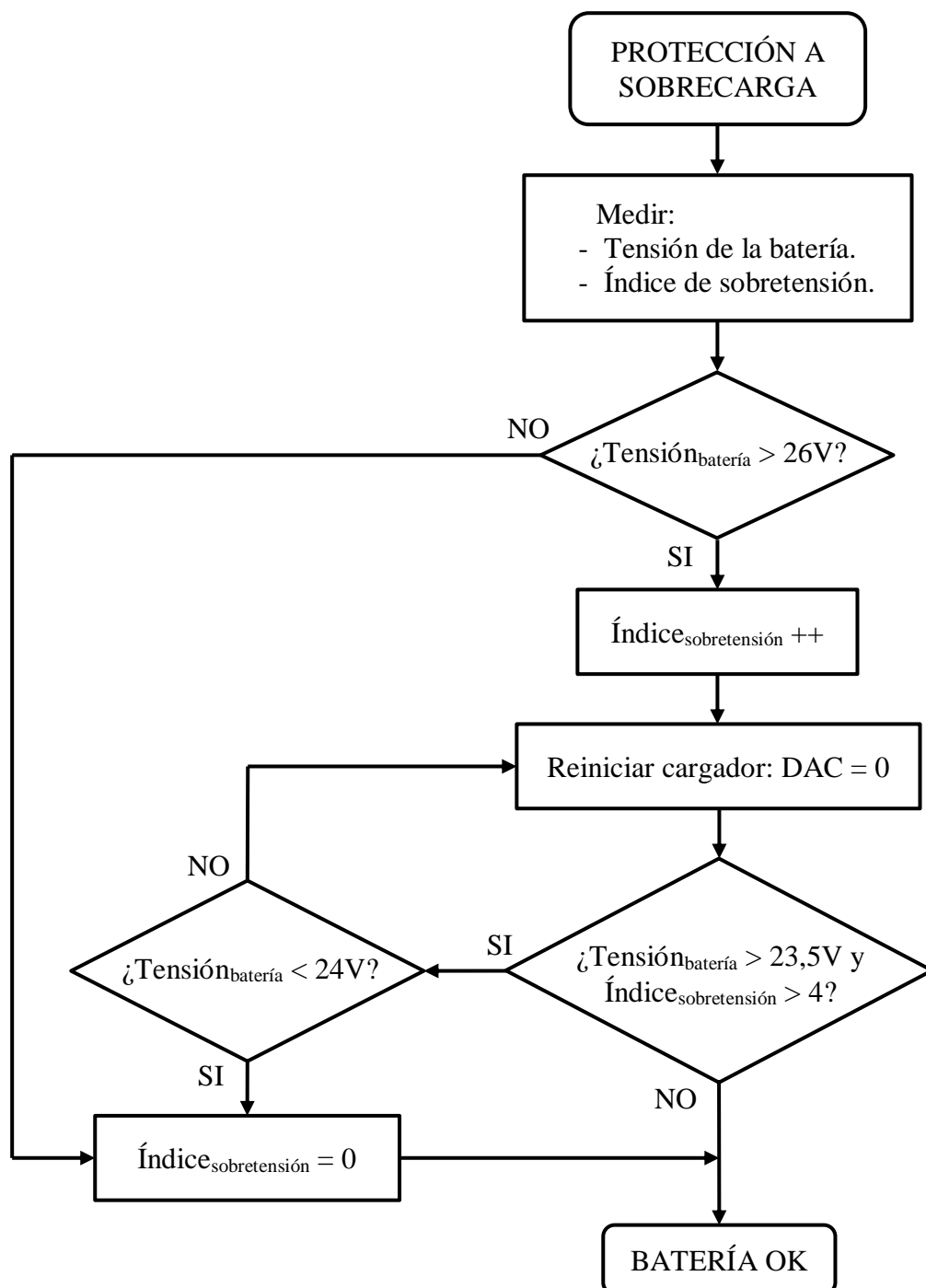


Figura 4.3.: Diagrama de bloques de la protección frente a sobrecarga de la batería.

El código fuente de este programa de protección frente a la sobrecarga de la batería se muestra a continuación:

```
if (vmed>550)                                //Protección frente a sobretensiones
                                              que superen los 26V.
{
    sobretension++;
    apwm=0;
    IDAC0H=apwm;
    if (sobretension==5)
    {
        printf("Cargador desconectado para evitar una
               sobretensión\n");
    }
}
else sobretension=0;
while(sobretension>4&&vmed>500)              //Asegura una tensión de
                                              batería adecuada.
{
    apwm=0;
    IDAC0H=apwm;
    if (vmed<512)
    {
        sobretension=0;
        printf("Batería fuera de peligro\n");
    }
}
```

Figura 4.4.: Código fuente del programa de detección por sobretensión (ver 8. Anexos).

Además del diagrama de bloques, se ha realizado un pequeño resumen de estas líneas de código, que pertenecen al bucle del programa principal, para explicar con detalle su ejecución.

Se utiliza una variable *vmed* para medir la tensión de carga de la batería, por segundo, en la interrupción del ADC (desarrollado en el apartado 4.4. *Medida de tensión y corriente en la carga*). El valor obtenido en el convertidor A/D servirá para detectar si se está produciendo una sobrecarga en la batería. En caso de que la tensión de carga supere los 26V, se reiniciará el cargador. Este reinicio consistirá en que el DAC mandará el nivel más bajo de señal (a través de *apwm*) para que la señal PWM que controla el convertidor DC/DC reduzca al máximo la tensión de carga.

De este modo, se protege la batería frente a sobretensiones instantáneas. De manera que si la sobrecarga cesa en los siguientes 4 segundos, el cargador seguirá funcionando con normalidad. En cambio, si la sobrecarga se mantiene durante 5 segundos, el sistema dejará de cargar y esperará a que la batería se descargue por debajo del umbral de seguridad, establecido en 24V, lo que permitirá reanudar el funcionamiento del equipo.

Con este algoritmo, se está protegiendo a la batería frente a sobrecargas que el sistema pueda generar en régimen transitorio o estacionario.

4.2 PROTECCIÓN FRENTE A SOBREDISCARGA DE LA BATERÍA

Los daños producidos en la batería por una sobredescarga pueden acortar su vida útil o incluso ser irreparables, por este motivo se ha diseñado esta protección.

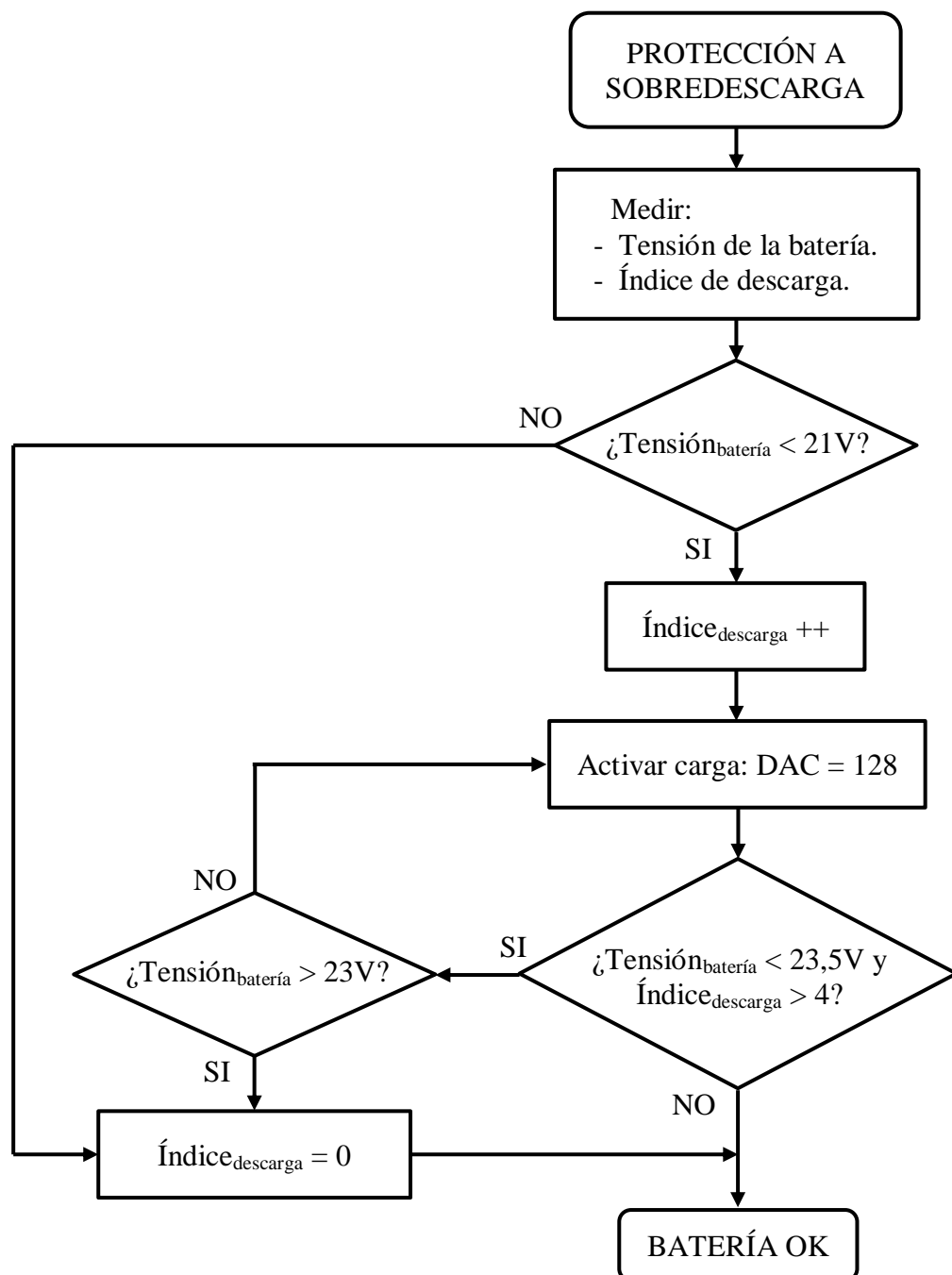


Figura 4.5.: Diagrama de bloques de la protección frente a sobredescarga de la batería.

Como se puede comprobar en el diagrama de bloques, la estructura del programa es la misma que se ha utilizado para la detección por sobrecarga pero en este caso el programa protege a la batería frente a una sobredescarga.

La principal diferencia entre los dos tipos de protecciones diseñados es que en ésta se controla el límite inferior de carga que tiene la batería en todo momento. Debido a que el diseño se ha realizado para baterías de 24V, ésta se empezará a deteriorar si su tensión se sitúa por debajo de 21V.

El código fuente de este algoritmo de protección frente a la sobredescarga de la batería se muestra a continuación:

```
if (vmed<450)           //Batería excesivamente baja si la
                        tensión de salida es menor de 21V.
{
    descarga++;
    apwm=170;
    IDAC0H=apwm;
    if (descarga==5)
    {
        printf(";ATENCIÓN! Batería muy baja\n");
    }
}
else descarga=0;

while (descarga>4&&vmed<500)    //Asegura que la batería
                                se cargue correctamente.
{
    apwm=170;
    IDAC0H=apwm;
    if (vmed>490)
    {
        descarga=0;
        printf("Batería fuera de peligro\n");
    }
}
```

Figura 4.6.: Código fuente del programa de detección por sobredescarga (ver 8. Anexos).

Para entender el funcionamiento de las líneas de código de este subprograma es importante saber cómo se halla la variable *vmed* que determina la tensión en la batería. Se calcula en la interrupción del ADC y es obtenida una vez por segundo mediante el valor promedio resultante de las 50 medidas tomadas por segundo (ver apartado 4.4. *Medida de tensión y corriente en la carga*).

Este valor permite detectar si la tensión de carga se sitúa en un valor crítico, por debajo de 21V. En caso de que esto ocurra, el microprocesador envía a través del DAC una tensión que genere, en el peor de los casos, una salida del convertidor de al menos 24V para sacar la batería de este estado. Como el valor mínimo a la

entrada del convertidor (salida de los paneles solares) está en torno a 48V, si el PWM envía un ciclo de trabajo de 0,5 se puede asegurar que la salida del cargador será como mínimo de 24V. Además se envía un mensaje de aviso para desconectar la carga alimentada por la batería.

Del mismo modo que ocurría para la sobrecarga, se protege la batería frente a la sobredescarga en régimen transitorio y estacionario. De manera que si durante los siguientes 4 segundos a la primera detección, el nivel de la batería vuelve dentro de los límites admisibles, el cargador reanuda su funcionamiento normal. En cambio, si la sobredescarga se mantiene durante 5 segundos, el sistema continuará enviando una señal de al menos 24V hasta que la batería se cargue por encima de los 23V que establecen el umbral de seguridad. En este momento, se habrá reanudado el seguimiento del punto óptimo del cargador.

4.3 SEGUIDOR DEL PUNTO ÓPTIMO DE CARGA

El objetivo principal con el que se ha diseñado este equipo ha sido conseguir optimizar la carga de una batería generada por unos paneles solares.

El diagrama de bloques que se muestra en la siguiente figura, representa el algoritmo elegido para realizar el seguimiento del punto máximo de potencia:

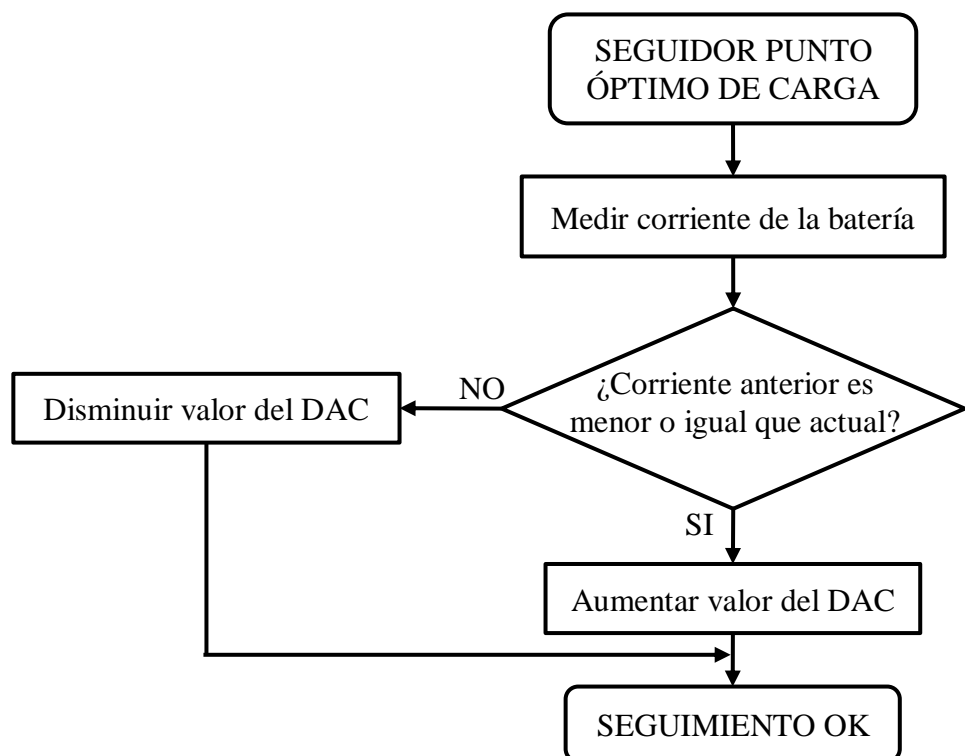
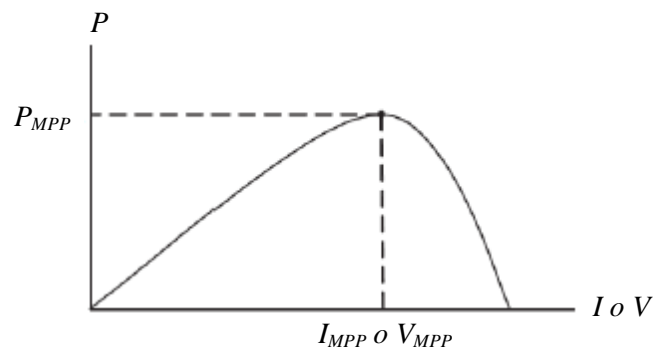


Figura 4.7.: Diagrama de bloques del seguidor del punto óptimo de carga.

Hay diferentes modos de obtener el punto máximo de potencia, pero en este caso se ha elegido uno de los métodos más sencillos.

Teniendo en cuenta las particularidades de un sistema fotovoltaico, donde el panel solar fija la tensión según la intensidad lumínica que incida sobre éste en cada instante, la corriente máxima se obtendrá realizando un barrido a la entrada del convertidor mediante la señal PWM controlada por la salida del puerto DAC. De esta manera se detectará cuando deje de aumentar la corriente que se estará obteniendo un máximo para esa tensión de entrada.



Gráfica 4.1.: Curva característica P-I o P-V.

Tal y como se puede ver en la Gráfica 4.1., cuando se está a la izquierda del MPP, aumentado (disminuyendo) la corriente, aumenta (disminuye) la potencia. Sin embargo, si está a la derecha del MPP, aumentando (disminuyendo) la corriente, disminuye (aumenta) la potencia.

En la siguiente tabla, se muestra un resumen del funcionamiento del MPPT:

Variación de I	Variación de P	Siguiente variación de I
Positiva	Positiva	Positiva
Positiva	Negativa	Negativa
Negativa	Positiva	Negativa
Negativa	Negativa	Positiva

Tabla 4.1.: Resumen de las variaciones del funcionamiento del algoritmo MPPT implantado.

El código fuente de este algoritmo de seguimiento del punto máximo de potencia se muestra a continuación:

```
if (imed>=imed0)           //Seguidor MPPT
    {
        apwm++;
    }
else
    apwm--;
```

Figura 4.8.: Código fuente del programa seguidor de la potencia máxima (ver 8. Anexos).

Analizando más en detalle el funcionamiento del programa, se obtiene una instrucción concreta de la acción que realiza el seguimiento de la corriente máxima, que es aumentar o disminuir la variable de salida del DAC, llamada *apwm* en el código, según la corriente que le llega a la batería de 24V. De modo que el microprocesador recibe la corriente medida y acondicionada por el sensor de corriente, a través del pin P1.6. El convertidor A/D lee la corriente instantánea, *imed* y se compara con la leída en el segundo anterior, *imed0*.

En función del resultado obtenido de la comparación el microprocesador aumenta o disminuye el ciclo de trabajo de la señal PWM del convertidor.

1. Si la corriente actual es mayor o igual que la anterior, se aumenta el valor de la variable *apwm* que recibe el DAC, a través del pin P1.2.
2. En caso de que la corriente actual sea menor que la anterior, decrece el valor de la variable *apwm*, recibida en el convertidor D/A.

Al repetir cíclicamente esta comparación se pretende obtener la corriente máxima capaz de entregar el panel solar, en todo momento, sin importar los cambios de radiación solar que se puedan suceder.

4.4 MEDIDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE EN LA CARGA

Todos los programas diseñados se apoyan en las medidas realizadas sobre la salida del cargador, tanto tensión como intensidad. Por este motivo se ha procurado realizar una medida lo más fiable posible de ambos valores.

En busca de obtener la mayor precisión en las medidas realizadas a la salida del convertidor, se ha optado por realizar un promedio de éstas, utilizando la rutina de interrupción del ADC del micro que se dispara automáticamente 7.200 veces por segundo.

De modo que implementando un contador que llegue hasta 72, *cont_media*, permite realizar una medida cada 10ms. Debido a que el convertidor A/D sólo puede leer un valor por cada ciclo, se medirá alternativamente la tensión y corriente a la salida del cargador, a través de los puertos P1.6 y P1.5, respectivamente. Los valores obtenidos se irán acumulando en las variables *vmedidaTOT* e *imedidaTOT*, como se puede ver en las siguientes líneas de código del programa:

```
cont_media++;
if (cont_media==72)
{
    if (vflag==0)
    {
        vflag=1;
        imedida=ADC0H*255+ADC0L;
        imedidaTOT=imedidaTOT+imedida;
        AMX0P=0x0E;           //Cambio el ADC al puerto P1.7
        cont_media=0;
    }
    else
    {
        vflag=0;
        vmedida=ADC0H*255+ADC0L;
        vmedidaTOT=vmedidaTOT+vmedida;
        AMX0P=0x0D;           //Cambio el ADC al puerto P1.5
        cont_media=0;
    }
}
```

Figura 4.9.: Código fuente para el sensor de tensión y corriente de la carga (ver 8. Anexos).

Cuando la interrupción se ha disparado 7.200 veces, además de completar un segundo, se hace un promedio de las medidas tomadas durante este intervalo de tiempo:

- La media de los 50 valores de tensión se guarda en la variable *vmed*, utilizada en los programas de protección.
- La media de los 50 valores de corriente medidos se almacena en la variable *imed*, empleada en el programa de seguimiento de la máxima potencia.

Como se puede ver en las próximas líneas de código, además de obtener los promedios de las medidas, se habilita la entrada al código principal con la bandera *pflag* y se inicializan las variables contadores y acumuladores de medida.

```
cont_segundos++;  
if (cont_segundos>7200)  
{  
    pflag=1;  
    cont_segundos=0;  
    cont_medida=0;  
    vmed=vmedidaTOT/50;  
    vmedidaTOT=0;  
    imed=imedidaTOT/50;  
    imedidaTOT=0;  
}
```

Figura 4.10.: Código fuente del contador de segundos e inicialización de variables.

De este modo, se evitarán errores provocados por transitorios o picos de tensión en el circuito que ralentizarían el sistema o lo harían menos fiable.

4.5 SEGUIDOR BÁSICO DE ANCHO DE PULSO PWM

Debido a las limitaciones que este sistema presenta a la hora de comprobar físicamente su funcionamiento en el laboratorio, se ha diseñado un programa con el que poder obtener pruebas que muestren el comportamiento del circuito construido.

Este programa básico seguidor de un ancho de pulso, se ha implementado para demostrar que el circuito implantado en la placa es capaz de dar una tensión de carga a la salida. Además, en función del valor introducido por pantalla, así será el ciclo de trabajo de la señal PWM del convertidor.

El código fuente de este programa se muestra a continuación:

```
printf("\n Introducir ancho pulso control PWM (0-9) ");  
apwm=25*(getkey()-'0');  
printf( "\n el ancho de pulso es %d", apwm);  
  
while (1)  
{  
    if (pflag==1)  
    {  
        printf("\n I medida=%d", imedida);  
        pflag=0;  
    }  
}  
  
void ADC0_ISR (void) interrupt 10  
{  
    cont_segundos++;  
    if (cont_segundos>7200)  
    {
```

```
        pflag=1;
        cont_segundos=0;
    }
    IDAC0H=apwm;
    imedida=ADC0H*255+ADC0L;
}
```

Figura 4.11.: Código fuente del seguidor de ancho de pulso PWM (ver 8. Anexos).

Como se puede observar en las líneas de código del programa, el proceso de ejecución es el siguiente:

1. Pide por pantalla un ancho de pulso mediante un entero entre 0 y 9 equivalente al ciclo de trabajo (entre 0 y 1) de la onda que rige el interruptor del convertidor DC/DC.
2. Muestra por pantalla el valor entregado al puerto DAC, equivalente al ancho de pulso que se ha introducido por teclado.
3. En la interrupción del ADC, el convertidor A/D mide la corriente a la salida del convertidor y de un modo simultáneo se realiza una cuenta que a cada segundo monitoriza el valor de corriente medido.

Debido a las dificultades físicas que supone encontrar en el laboratorio elementos con los que realizar la simulación del cargador de batería para panel solar. Se cargado este programa en el micro para poder llevar a cabo todas las medidas mostradas y desarrolladas en el siguiente apartado (5. *Construcción y pruebas*).

5. CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

Una vez comprobado el funcionamiento del sistema diseñado se procederá a implantar físicamente el circuito completo sobre la placa base. De esta manera se ejecutará el cargador de batería para obtener valores de carga reales y realizar un análisis de los resultados y el rendimiento del sistema.

5.1 CONSTRUCCIÓN

Los planos esquemáticos mostrados en el bloque 3. *Diseño de hardware* que se han diseñado y simulado mediante la herramienta Orcad Capture, serán el punto de partida para la construcción del circuito impreso.

Para definir el encapsulado de cada componente habrá que comprobar el campo PCB Footprint por defecto de la hoja del Orcad Capture en cada elemento (ver *Tabla 5.1.*) y en caso que sea necesario, cambiar a otro más adecuado. Esta referencia es la que utiliza el programa Orcad Layout (donde se hará el ruteado de la placa) para identificar cada componente. Además, habrá que asegurarse que cada puerto del símbolo esquemático corresponde con el pin que tiene en la realidad, principalmente en los encapsulados de los circuitos integrados.

Símbolo (Uds.)	Componente	Modelo	Footprint
C (8)	Condensador	C	AX/RC05
C (I)	Condensador de potencia	C	CYL/D.725/LS.325/.040
D (2)	Diodo	D1N4148	AX/RC05
D (I)	Diodo de potencia	BYW29E-200	TO220AC
J (2)	Conector de entrada y salida	CONN_PCB_2	JUMPER500
J (I)	Conector reset micro	HEADER_2	SIP/TM/L.200/2
J (I)	Conector puertos micro	HEADER_8X2	WALCON.100/VH/TM20ES/W.325/16
J (I)	Conector alimentación micro	HEADER_5	SIP/TM/L.500/5
L (I)	Bobina	L	AX/1.700X.325/.034
M (I)	Transistor MOS	IRF540	TO220AB
R (I2)	Resistencia	R	AX/RC05
R (I)	Resistencia de potencia	POT	AX/1.000X.300/.031
R (2)	Resistencia variable	R	VRES10
U (I)	Amplificador operacional	LM319	DIP.100/14/W.300/L.800
U (I)	Optoacoplador	4N37	DIP.100/6/W.300/L.375
U (I)	Inversor	74HC04	DIP.100/14/W.300/L.800
U (I)	Regulador de tensión	LM7805C	TO220AB7805
U (I)	Amplificador operacional	AD620	DIP.100/8/W.300/L.400

Tabla 5.1.: Lista de los footprints asociados a cada componente.

Otras características que se analizan de cada componente son el *pad* y *drill*, corona de cobre donde se suelda y taladro para fijarlo a la placa. En este caso, todos los pads del circuito se han hecho más grandes para facilitar la colocación de los componentes en la placa.

Teniendo ya todo lo necesario en la parte del Orcad Capture, se creará una netlist para poder implementarlo en el Orcad Layout.

Para realizar el ruteado de la placa, habrá que determinar una serie de reglas que definirán el diseño del circuito impreso como son:

- Espesor de la pista (Track width). Debido a la diferencia de corriente que circula por la etapa de potencia y el resto del circuito se ha elegido un ancho de pista distinto, siguiendo un baremo de aproximadamente 0,5 milímetros por amperio. Por tanto, las pistas de potencia tienen un grosor de 4mm.
- Separación entre pistas. En caso de que haya grandes diferencias de tensión, la norma exige valores mínimos de distancia entre pistas. Por tanto, entre las pistas de potencia se ha dejado con un mínimo de 4 milímetros.
- Separación entre puntos (Clearance). Esta regla afecta al diseño del plano de masa, ya que es el espacio generado entre cada punto de conexión y el plano de masa. En este caso se ha elegido un aclarado de 1mm.

El resultado del diseño realizado se muestra en las siguientes figuras:

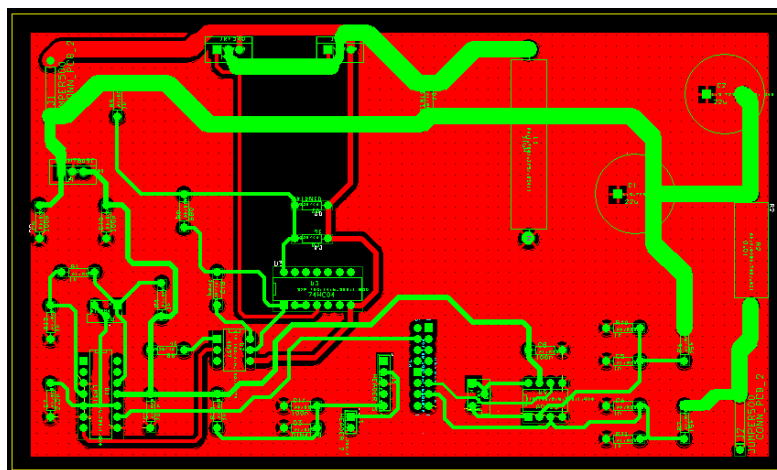


Figura 5.1.: Layout completo del circuito impreso.

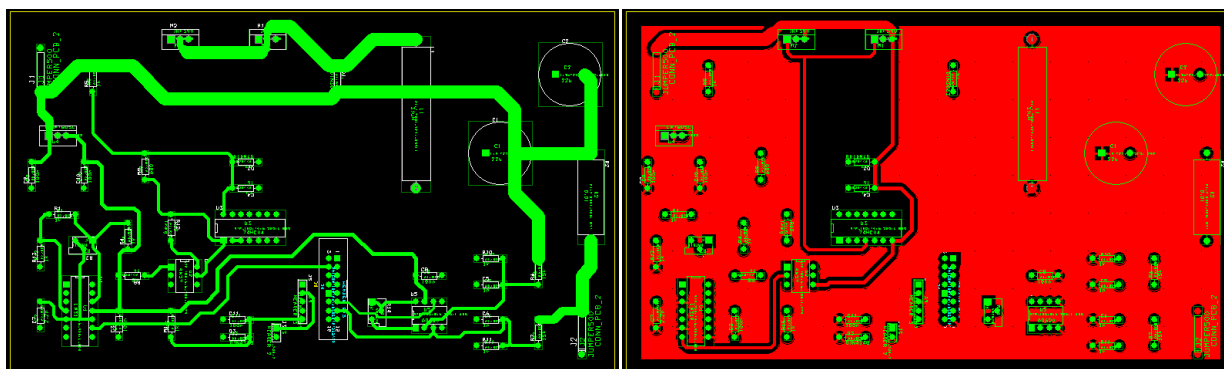


Figura 5.2.: Layout del circuito: cara top (izquierda) y plano de masa en la cara bottom (derecha).

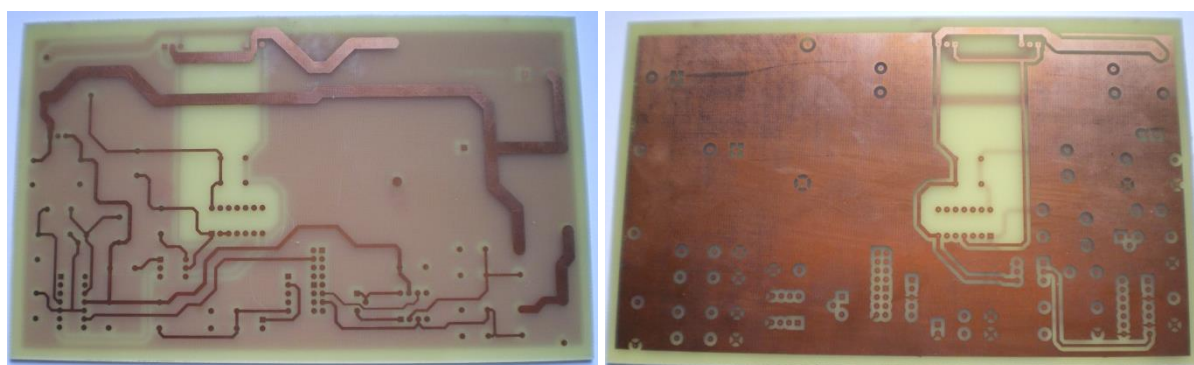


Figura 5.3.: Imágenes del diseño de pistas (izquierda) y plano de masa (derecha) de la placa.

El diseño de pistas se ha realizado separando la etapa de potencia del resto del circuito para evitar posibles interferencias. Una vez obtenido el diseño de pistas sobre la placa, se inicia el proceso de colocación de los componentes. El primer paso es taladrar con la correspondiente broca cada taladro donde se colocará el componente. En este punto se empieza a soldar cada pin a la pista o plano de masa según si corresponde la cara superior (top) o trasera (bottom). El resultado obtenido del montaje final de la PCB se muestra en la siguiente figura:

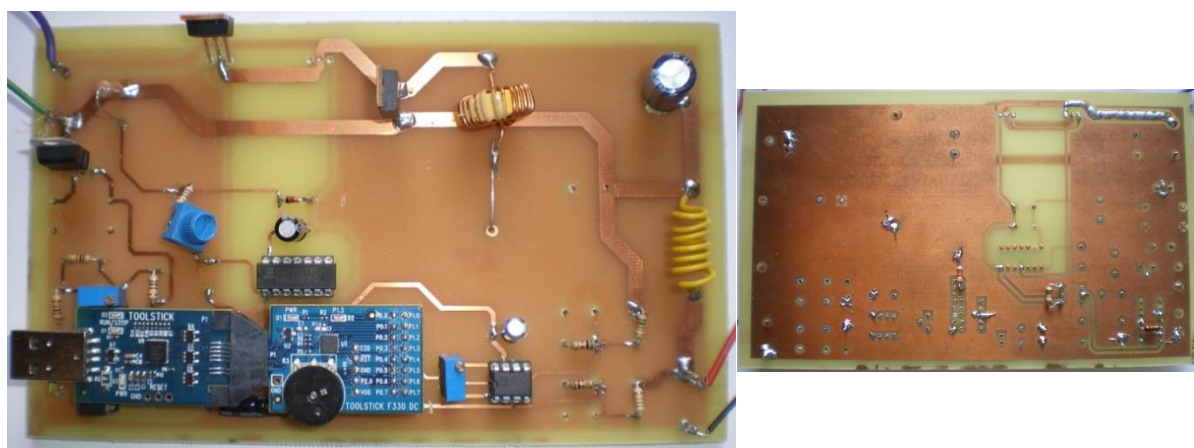


Figura 5.4.: Imágenes del resultado final de la PCB (top-izquierda y bottom-derecha).

5.2 PRUEBAS

Una vez construido el circuito impreso completo, se han realizado una serie de pruebas para analizar el comportamiento del sistema con distintas condiciones.

Estas medidas se han llevado a cabo en el laboratorio, utilizando una fuente de tensión que simula una diferencia de potencial similar a la generada por los paneles solares. Al no disponer en el laboratorio de equipos capaces de dar tensiones entre 48 y 60V, valores más comunes de los paneles solares, se han reducido a la mitad los valores de ensayo: la tensión de entrada del regulador estará en torno a los 24V para cargar una batería de 12V. Como se adelantó en el apartado 4.5 *Seguidor básico de ancho de pulso PWM* se ha diseñado un programa sencillo con el que se compruebe que efectivamente el circuito implementado realiza la función de carga de batería siguiendo el ciclo de trabajo introducido por pantalla.

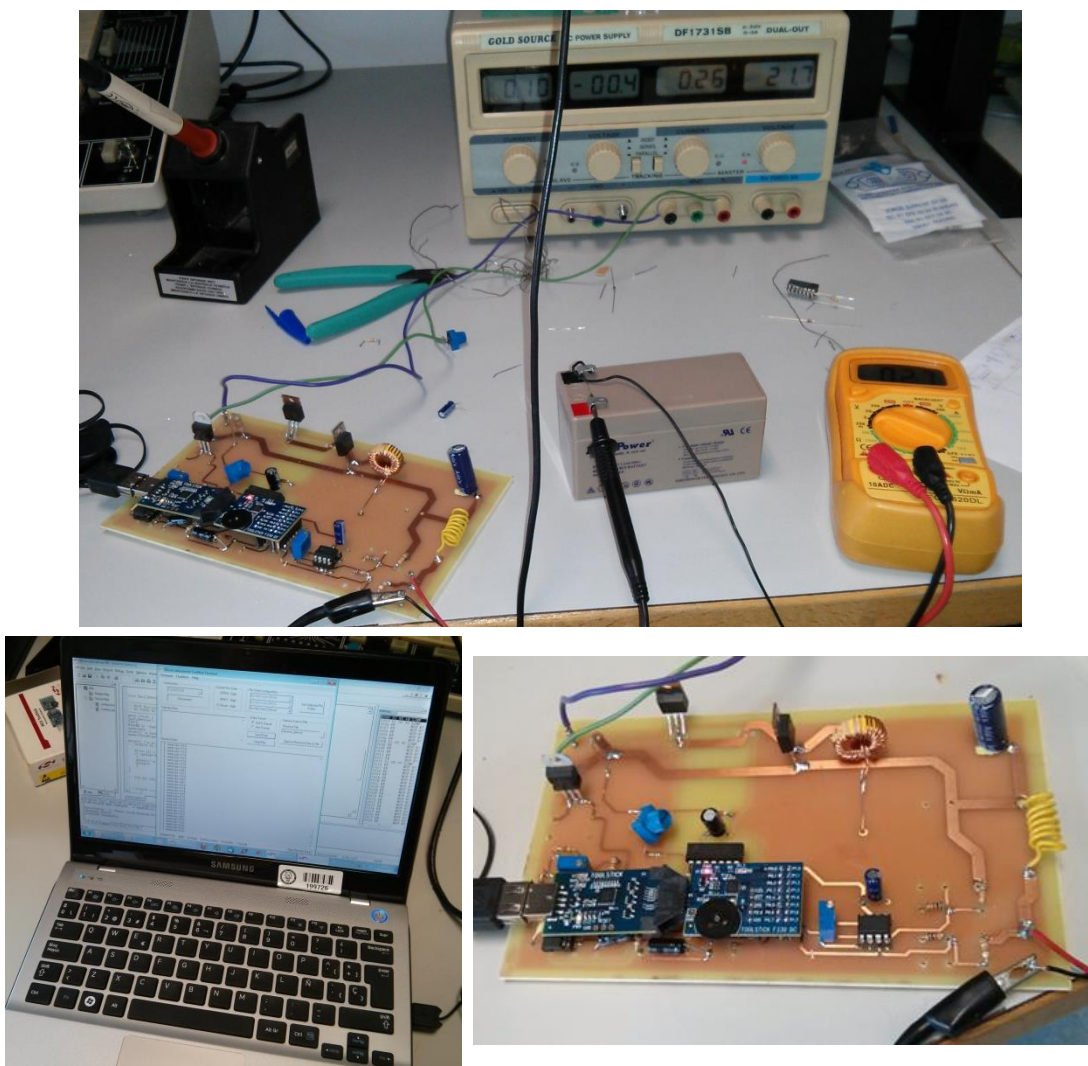


Figura 5.5.: Imágenes de los equipos empleados para la prueba del circuito.

En la *figura 5.5.*, se muestran algunas imágenes de los equipos utilizados durante el ensayo en el laboratorio. Pero el equipo determinante para esta prueba, es el osciloscopio, ya que permite analizar con detalle el comportamiento del cargador y comprueba que la señal obtenida en los puntos más significativos del circuito es la deseada (ver *figura 5.6.*). Por ello se han realizado varias capturas de la pantalla del osciloscopio para los distintos ciclos de trabajo de la señal PWM.

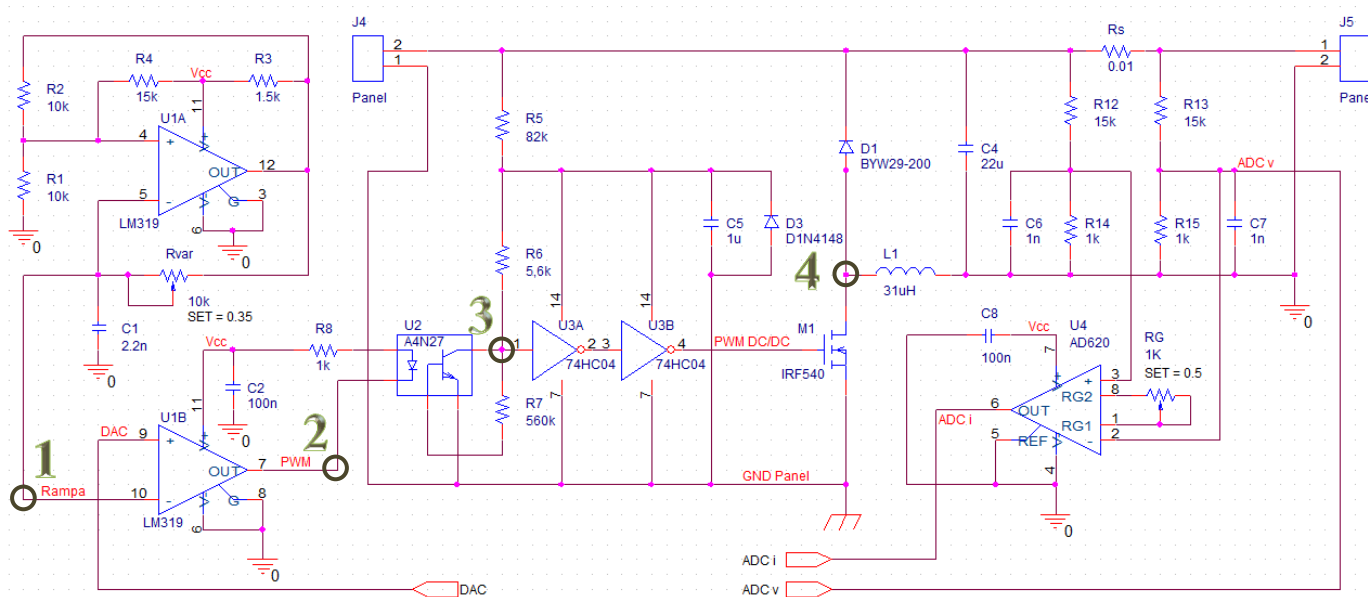


Figura 5.6.: Señalización de los puntos donde se ha medido con el osciloscopio.

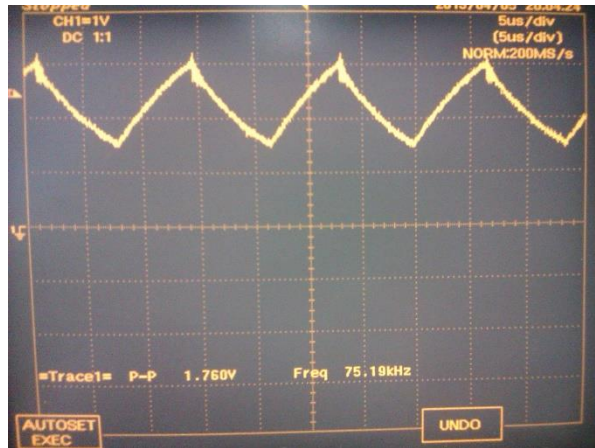
Para su medición se ha introducido, a través del interfaz Toolstick Terminal, una cifra entre 0 y 9 que determina el ciclo de trabajo deseado para la señal PWM (La conexión entre el micro y el ordenador se realiza mediante un puerto USB).

A continuación, se muestra una tabla resumen de los resultados obtenidos en las siguientes figuras, donde se comprueba el funcionamiento según la señal PWM introducidas al microprocesador mediante la herramienta Terminal Toolstick.

Opción	Valor PWM pedido	Ciclo de trabajo obtenido
A	3	41,1 %
B	4	46,5 %
C	5	51,2 %
D	6	56,6 %

Tabla 5.2.: Resumen de los valores reales obtenidos frente al valor PWM de consigna. 75

A. Valor de ancho de pulso introducido (0-9): 3.



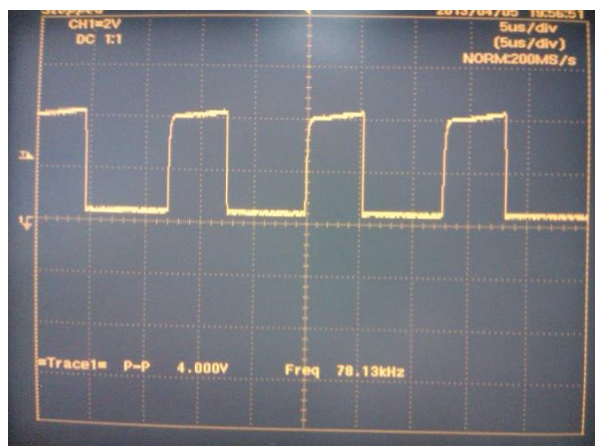
1

Valores de señal rampa

$$V_{ON} = 3,2 V$$

$$V_{OFF} = 1,4 V$$

$$f = 75,18 kHz$$



2

Valores de señal PWM

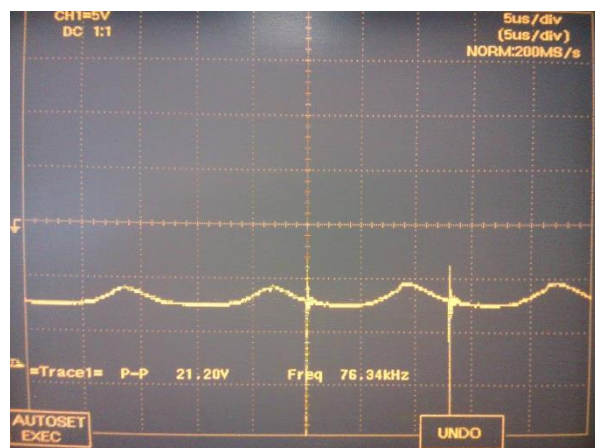
$$V_{ON} = 4,3 V$$

$$V_{OFF} = 0,3 V$$

$$T_{ON} = 5,3 \mu s$$

$$T_{OFF} = 7,6 \mu s$$

$$D = \frac{5,3}{5,3+7,6} = 0,411$$



3

Salida del optoacoplador

$$V_{P-P} = 2 V$$

$$f = 76,34 kHz$$



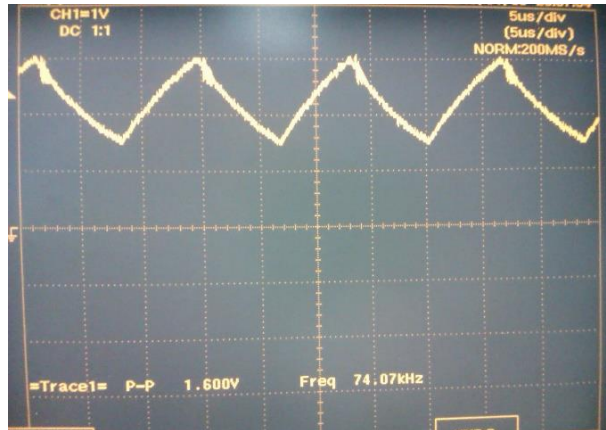
4

Señal del interruptor

$$V_{P-P} = 23 V$$

$$f = 78,13 kHz$$

B. Valor de ancho de pulso introducido (0-9): 4.



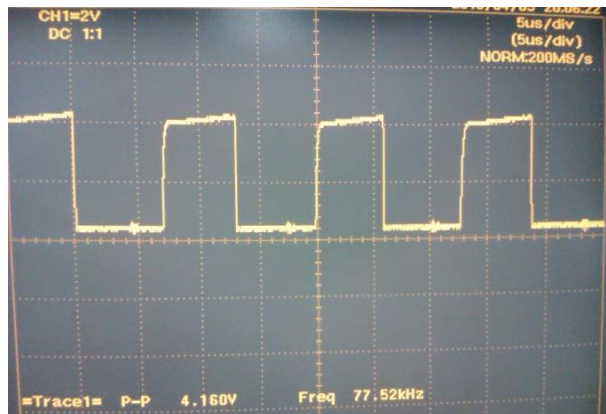
1

Valores de señal rampa

$$V_{ON} = 3\text{ V}$$

$$V_{OFF} = 1,4\text{ V}$$

$$f = 74,07\text{ kHz}$$



2

Valores de señal PWM

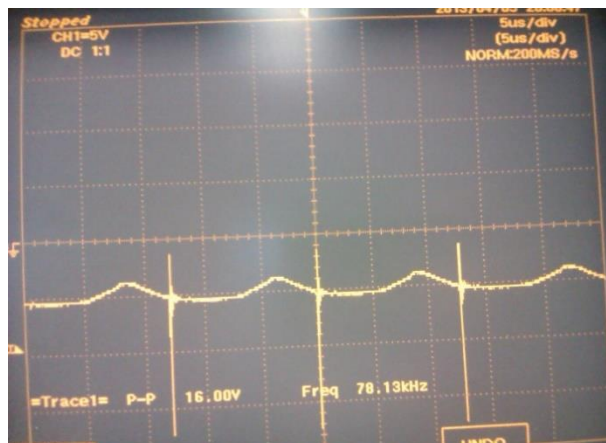
$$V_{ON} = 4,3\text{ V}$$

$$V_{OFF} = 0,3\text{ V}$$

$$T_{ON} = 6\text{ }\mu\text{s}$$

$$T_{OFF} = 6,9\text{ }\mu\text{s}$$

$$D = \frac{6}{6+6,9} = 0,465$$

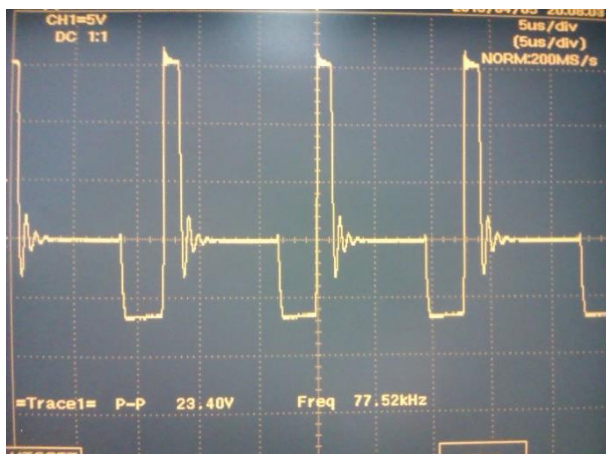


3

Salida del optoacoplador

$$V_{P-P} = 2\text{ V}$$

$$f = 78,13\text{ kHz}$$



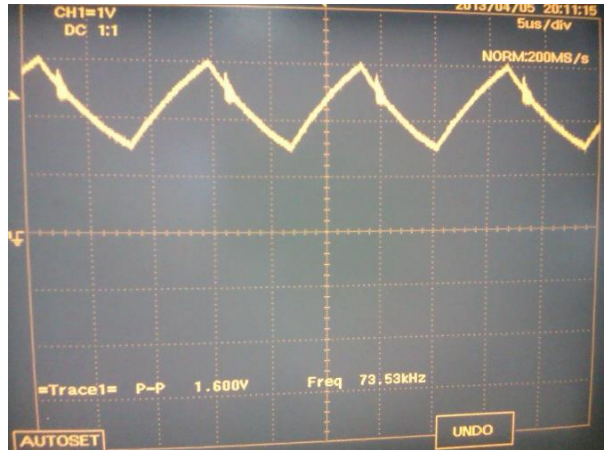
4

Señal del interruptor

$$V_{P-P} = 23,4\text{ V}$$

$$f = 77,52\text{ kHz}$$

C. Valor de ancho de pulso introducido (0-9): 5.



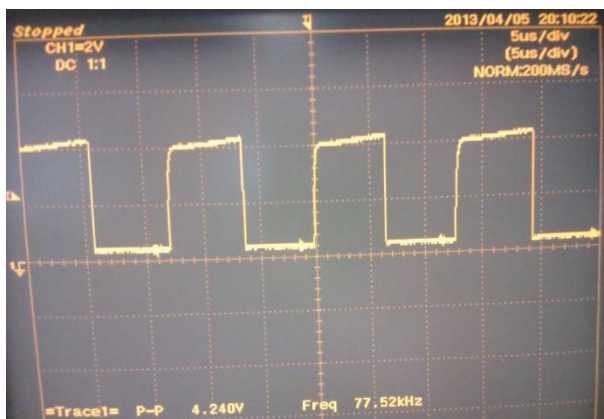
1

Valores de señal rampa

$$V_{ON} = 3\text{ V}$$

$$V_{OFF} = 1,4\text{ V}$$

$$f = 73,53\text{ kHz}$$



2

Valores de señal PWM

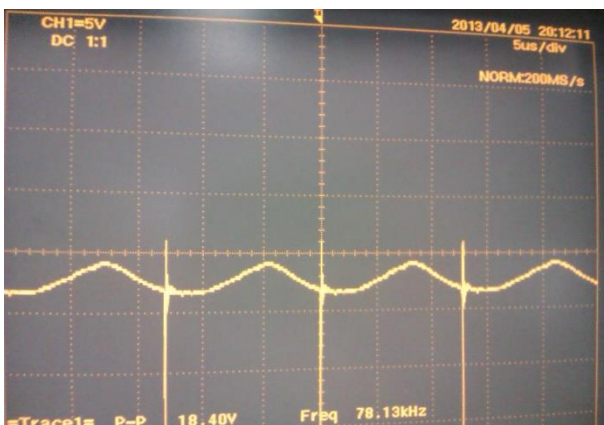
$$V_{ON} = 4,3\text{ V}$$

$$V_{OFF} = 0,3\text{ V}$$

$$T_{ON} = 6,6\text{ }\mu\text{s}$$

$$T_{OFF} = 6,3\text{ }\mu\text{s}$$

$$D = \frac{6,6}{6,6+6,3} = 0,512$$

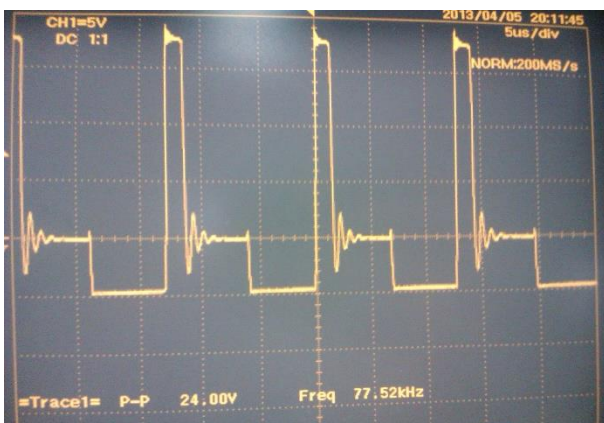


3

Salida del optoacoplador

$$V_{P-P} = 2,8\text{ V}$$

$$f = 78,13\text{ kHz}$$



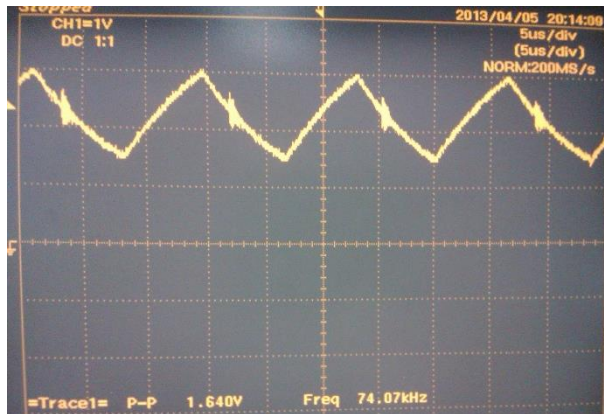
4

Señal del interruptor

$$V_{P-P} = 24\text{ V}$$

$$f = 77,52\text{ kHz}$$

D. Valor de ancho de pulso introducido (0-9): 6.



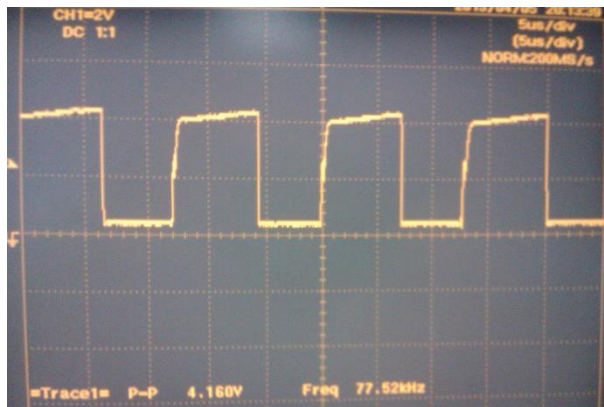
1

Valores de señal rampa

$$V_{ON} = 3\text{ V}$$

$$V_{OFF} = 1,4\text{ V}$$

$$f = 74,07\text{kHz}$$



2

Valores de señal PWM

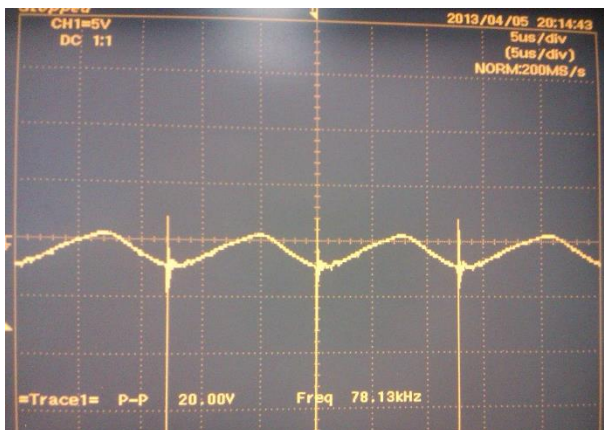
$$V_{ON} = 4,3\text{ V}$$

$$V_{OFF} = 0,3\text{ V}$$

$$T_{ON} = 7,3\text{ }\mu\text{s}$$

$$T_{OFF} = 5,6\text{ }\mu\text{s}$$

$$D = \frac{7,3}{7,3+5,6} = 0,566$$

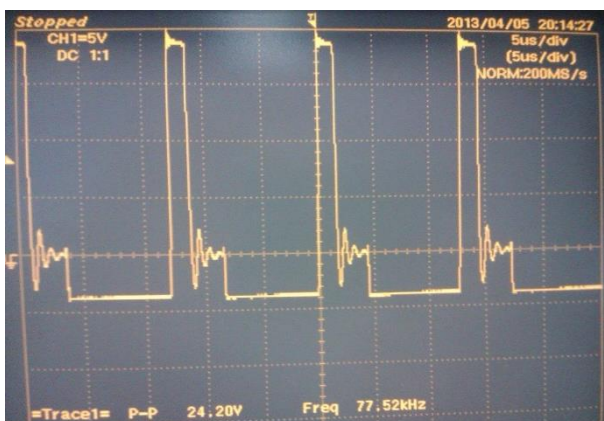


3

Salida del optoacoplador

$$V_{P-P} = 3\text{ V}$$

$$f = 78,13\text{kHz}$$



4

Señal del interruptor

$$V_{P-P} = 24,2\text{ V}$$

$$f = 77,52\text{ kHz}$$

Las señales obtenidas en los puntos seleccionados del circuito cargador de baterías desprenden las siguientes conclusiones:

- Las figuras **1** muestran que la amplitud de la señal triangular está ligeramente reducida, teniendo en cuenta que el fondo de escala del convertidor digital analógico del micro es de 3V.
- En las figuras **2**, la PWM obtenida va en función del valor introducido de consigna. Además de que los ciclos de trabajo corresponden con los valores teóricos. La amplitud de la señal es de 4V que está próxima a los 5V considerando componentes ideales.
- En las figuras **3**, se comprueba una vez más que el optoacoplador no es lo suficientemente rápido como para describir la forma escalonada que debería. En cualquier caso, con el optoacoplador implantado, el sistema funciona, aunque habrá que tener presente que su flexibilidad a cambios en la frecuencia del diseño, será reducida.
- Por último en las figuras **4**, se puede comprobar la señal de salida del cargador antes de ser filtrada y convertida en una tensión de continua. En este caso, es la señal que más se aproxima a la obtenida en las simulaciones del apartado 3. *Diseño de hardware* junto con la **2**, onda PWM que activa el interruptor de potencia.

Por tanto, se puede concluir que todas estas imágenes confirman el correcto funcionamiento del seguidor de ancho de pulso PWM. A pesar de las variaciones detectadas frente a las simulaciones realizadas, que en la mayoría de los casos se debe al comportamiento no ideal de los elementos del circuito real.

6. PLANIFICACIÓN Y PRESUPUESTO

En este módulo se ha profundizado en dos aspectos fundamentales de cara a poder comercializar el proyecto que se ha desarrollado y documentado a lo largo de la presente memoria.

Por un lado, se ha realizado un estudio aproximado de los tiempos invertidos en cada una de las tareas, además de clasificarlas según sus características y orden de ejecución.

Una vez realizada la planificación, se ha desglosado el coste aproximado que supone poner en práctica el diseño del circuito cargador de baterías para panel solar propuesto.

6.1 PLANIFICACIÓN

La *figura 6.1.* muestra un diagrama de Gantt con la planificación de las tareas que se realizarán a lo largo del proyecto, así como la duración de las mismas.

Este cronograma está sujeto a cambios a lo largo de la duración del proyecto debido a posibles situaciones imprevistas que se puedan producir en función del cumplimiento de las tareas. Aun así el orden de consecución de los hitos deberá realizarse en torno a esta planificación:

1. Búsqueda de información:
 - a. Principios Energía Solar Fotovoltaica.
 - b. Entorno socio económico Energía Solar Fotovoltaica.
 - i. Situación actual (pasado - presente - futuro).
 - ii. España y a nivel internacional.
 - c. Componentes de Energía Solar Fotovoltaica.
 - i. Paneles solares.
 - ii. Baterías.
 - iii. Regulador de carga.
2. Cálculo, diseño y simulación del circuito:
 - a. Circuito de potencia.

- b. Circuito generador de PWM.
 - c. Circuito medidor de corriente y tensión (acondicionamiento de señal a micro).
 - d. Alimentación y ensamblado de todo el circuito.
- 3. Análisis de alternativas al diseño obtenido.
- 4. Implantación del software de control en el micro. Programación.
 - a. Seguidor punto óptimo de carga.
 - b. Protección frente a sobrecarga.
 - c. Protección frente a sobredescarga.
 - d. Cargar programas al microprocesador.
- 5. Prueba y mejora de los diseños sobre una placa de pruebas.
 - a. Circuitos individuales.
 - b. Circuito completo.
- 6. Realización física del circuito completo mediante los diseños realizados:
 - a. Implementación del enrutado en la placa.
 - b. Perforación de la PCB con mini drill adecuado.
 - c. Soldado de los componentes seleccionados.
- 7. Verificar el funcionamiento del sistema construido.
- 8. Elaboración de la memoria:
 - a. Redacción de memoria descriptiva.
 - b. Cálculo de presupuesto.
 - c. Obtención de planos, fotos y anexos.

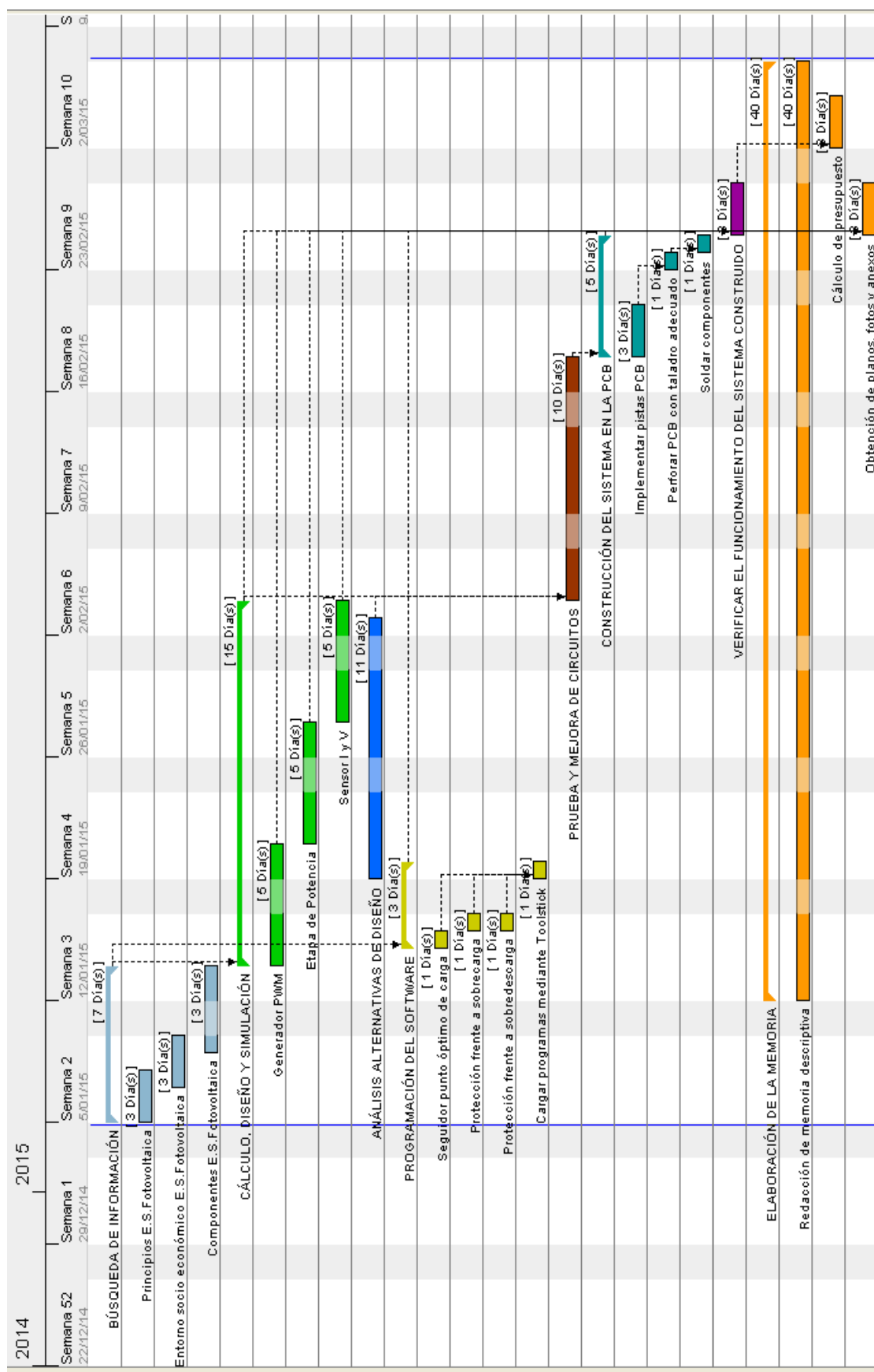


Figura 6.1.: Diagrama de Gantt con la planificación del proyecto.

6.2 PRESUPUESTO

En este apartado se ha desglosado el presupuesto general relacionado con el proyecto. Dividido en dos tipos de gastos: material y personal.

6.2.1 Coste de material

Se han agrupado según el tipo de componente:

Condensadores

Símbolo	Capacidad / Tensión nominal / Tipo	Cantidad	Precio unitario	Precio total
C1	2,2nF / 50V / Cerámico	1	0,09 €	0,09 €
C2, 3	100nF / 100V / Electrolítico	2	0,13 €	0,26 €
C4	22uF / 35V / Electrolítico	1	0,25 €	0,25 €
C5	1uF / 63V / Electrolítico	1	0,13 €	0,13 €
C6, 7	1nF / 100V / Electrolítico	2	0,15 €	0,30 €
C8, 9, 10	100nF / 63V / Electrolítico	3	0,11 €	0,33 €

Tabla 6.1.: Lista de costes de todos los condensadores.

Diodos

Símbolo	Tipo	Cantidad	Precio unitario	Precio total
D1	BYW29E-200	1	0,59 €	0,59 €
D2, 3	D1N4148	2	0,24 €	0,48 €

Tabla 6.2.: Lista de costes de todos los diodos.

Conectores

Símbolo	Tipo	Cantidad	Precio unitario	Precio total
J1	5 pines macho y hembra	1	0,20 €	0,20 €
J2	16 pines macho y hembra	1	0,24 €	0,24 €
J3	Pulsador normalmente abierto	1	0,25 €	0,25 €
J4, 5	2 pines macho	2	0,10 €	0,20 €

Tabla 6.3.: Lista de costes de todos los conectores.

Bobina

Símbolo	Tipo	Cantidad	Precio unitario	Precio total
L1	Bobina toroidal de 31uH	1	1,69 €	1,69 €

*Tabla 6.4.: Coste y características de la bobina.****Transistor MOS***

Símbolo	Tipo	Cantidad	Precio unitario	Precio total
M1	IRF 540	1	0,65 €	0,65 €

*Tabla 6.5.: Coste y características del transistor MOS.****Circuitos Integrados***

Símbolo	C.I. / Número de integrados y tipo	Cantidad	Precio unitario	Precio total
U1	LM319 / 2 comparadores	1	1,68 €	1,68 €
U2	4N37 / 1 optoacoplador	1	1,28 €	1,28 €
U3	74HC04 / 6 inversores	1	0,34 €	0,34 €
U4	AD620 / 1 amplificador de instrumentación	1	2,75 €	2,75 €
U5	LM7805 / 1 regulador de tensión de 5V	1	1,94 €	1,94 €

*Tabla 6.6.: Lista de costes de todos los circuitos integrados.****Resistencias***

Símbolo	Resistencia / Potencia / Tolerancia	Cantidad	Precio unitario	Precio total
R1, 2	10kΩ / 1/4W / ± 5%	2	0,03 €	0,06 €
R3	1,5kΩ / 1/4W / ± 5%	1	0,03 €	0,03 €
R4	15kΩ / 1/4W / ± 5%	1	0,03 €	0,03 €
R5	82kΩ / 3W / ± 5%	1	0,08 €	0,08 €
R6	5,6kΩ / 1/4W / ± 5%	1	0,03 €	0,03 €
R7	560kΩ / 1/4W / ± 5%	1	0,03 €	0,03 €
R8, 9	1kΩ / 1/4W / ± 5%	2	0,03 €	0,06 €
R12, 13	15kΩ / 1/4W / ± 5%	2	0,03 €	0,06 €
R14, 15	1kΩ / 1/4W / ± 5%	2	0,03 €	0,06 €

Tabla 6.7.: Lista de costes de todas las resistencias.

Otros componentes

Símbolo	Tipo	Cantidad	Precio unitario	Precio total
R _{var}	Resistencia ajustable multivuelta de 10kΩ	1	0,78 €	0,78 €
R _G	Resistencia ajustable multivuelta de 1kΩ	1	0,78 €	0,78 €
-	Microprocesador C8051F330 + Toolstick	1	21,90 €	21,90 €
-	Placa para circuito impreso de 18x10,5 mm ²	1	1,65 €	1,65 €
-	Zócalo de 6 pines	1	0,20 €	0,20 €
-	Zócalo de 8 pines	1	0,20 €	0,20 €
-	Zócalo de 14 pines	2	0,24 €	0,48 €

Tabla 6.8.: Lista de costes del resto de componentes del diseño.

El coste del material representa un cálculo estimativo del gasto real de la realización del circuito. La suma de los subtotales de los distintos grupos de elementos utilizados se calcula a continuación:

Componente	Precio total
Condensadores	1,36 €
Diodos	1,07 €
Conectores	0,89 €
Bobina	1,69 €
Transistor	0,65 €
Resistencias	0,44 €
Circuitos integrados	7,99 €
Otros componentes	25,99 €
Coste total material	40,08 €

Tabla 6.9.: Lista con la suma de coste total del material.

6.2.2 Coste de personal

El coste de personal es un cálculo aproximado asociado a la mano de obra y los recursos humanos necesarios para la implementación y diseño del proyecto. El coste horario está en función de las reducciones del I.R.P.F., seguridad social, etc.

Descripción	Cantidad	Precio unitario	Precio total
Estudio previo y diseño del modelo	120 horas	15,50 €	1.860 €
Diseño del hardware y programación software	40 horas	15,50 €	620 €
Construcción y montaje de la PCB	6 horas	7,75 €	46,50 €
Prueba de montaje	6 horas	12,25 €	73,50 €
Preparación del documento técnico	80 horas	12,25 €	980 €
Coste total personal			3.580 €

Tabla 6.10.: Lista con la suma de coste total del personal.

Por tanto, el presupuesto final es la suma del coste total de material y coste total de personal que asciende a **3.620,08 €**.

7. CONCLUSIÓN Y MEJORAS

El objetivo principal propuesto al principio de este proyecto se ha alcanzado satisfactoriamente. Así como los objetivos particulares que lleva consigo el diseño de un regulador de carga como el que se ha desarrollado.

Se ha conseguido la carga de una batería de 24V mediante un sistema solar fotovoltaico que además optimiza su carga al punto máximo, mediante un algoritmo sencillo pero fiable en el tiempo.

Se ha dotado al regulador de carga de un sistema de protección que además de asegurar un correcto funcionamiento del cargador de batería, optimiza la vida útil y autonomía de la batería. Factores que para un uso exigente de este tipo de equipos pueden suponer grandes ahorros económicos.

Uno de los elementos claves para la consecución de estos objetivos ha sido el microprocesador, del cual se ha intentado sacar el máximo partido usando todas las funcionalidades compatibles con el sistema diseñado.

A pesar del seguimiento del punto óptimo de carga que realiza el sistema, se han detectado pérdidas por sobrecalentamiento en la bobina y el transistor, alojados en la etapa de potencia. Además, se pudo comprobar en las simulaciones y pruebas de laboratorio que el optoacoplador era el único elemento que se quedaba por detrás en cuanto a velocidad de respuesta, comparado con el resto del equipo.

Estas situaciones adversas, marcan la dirección hacia la que dirigir el estudio y desarrollo del sistema en un futuro si se quiere mejorar su rendimiento. A pesar de la utilidad e interés que éstas representan para el proyecto, no se han podido incluir ya que excedían la dimensión y contenido del proyecto. A continuación se enumeran las más relevantes en cuanto a mejora del rendimiento:

1. En la realización de los ensayos y pruebas de este sistema se ha comprobado que los elementos más determinantes para mejorar el rendimiento del regulador son el núcleo de la bobina y el transistor.
 1. a. Una posible mejora sería estudiar el comportamiento del núcleo de la bobina desde el diseño de la frecuencia de corte del convertidor DC/DC para elegir una frecuencia de oscilación acorde con la bobina empleada.
 1. b. Otra mejora se podría llevar acabo usando un microprocesador con sensor de temperatura (valdría el C8051). De modo, que se mide la

temperatura del núcleo de la bobina por segundo, parando el cargador cuando ésta llegue a un valor determinado.

1. c. Del mismo modo que se diseña una protección de temperatura en la bobina, se puede hacer para el transistor. Al intercalar por ciclos la medida que realiza el sensor del micro.
2. Como ya se ha expuesto anteriormente, el único elemento que se queda ligeramente por detrás en velocidad de respuesta con respecto al resto del equipo es el optoacoplador.
 2. a. Para dotar al sistema de una mayor flexibilidad y que en el caso de aumentar la frecuencia de oscilación el funcionamiento del cargador no se vea mermado, se cambia el optoacoplador por uno con mejor respuesta en altas frecuencias.
3. Otra ampliación podría ser dotar al equipo de los medios suficientes para que pueda proporcionar información sobre el estado de carga de la batería, dotándolo de un sistema de monitorización que registre y almacene toda operación del cargador, pudiéndose, en todo momento, descargar sus datos a un ordenador mediante un puerto serie.
4. Por último, otra posible vía de mejora sería la sustitución del bloque de modulación y generación de la señal PWM por un microprocesador de mayor envergadura. Con unas características que le permitan generar esa señal sin necesidad de usar un circuito formado por amplificadores operacionales, resistencias, condensadores, optoacoplador, etc., además de reducir las dimensiones del sistema en la placa.
 4. a. Antes de llevar a cabo este cambio de microprocesador, habrá que analizar con detalle si esta opción aporta un beneficio real respecto a la propuesta actual. Por tanto, esta mejora se podrá traducir en ahorro económico o en un mejor rendimiento, en caso de que sólo se cumpliera una de éstas, habrá que ponderar si realmente interesará llevarlo a cabo.

8. ANEXO

8.1 HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

8.1.1 Diodo 1N4148


www.vishay.com

1N4148

Vishay Semiconductors

Small Signal Fast Switching Diodes



FEATURES

- Silicon epitaxial planar diode
- Electrically equivalent diodes:
1N4148 - 1N914
- Material categorization:
For definitions of compliance please see
www.vishay.com/doc?99912


RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE

APPLICATIONS

- Extreme fast switches

MECHANICAL DATA

Case: DO-35

Weight: approx. 105 mg

Cathode band color: black

Packaging codes/options:

TR/10K per 13" reel (52 mm tape), 50K/box

TAP/10K per ammpack (52 mm tape), 50K/box

PARTS TABLE

PART	ORDERING CODE	TYPE MARKING	INTERNAL CONSTRUCTION	REMARKS
1N4148	1N4148-TAP or 1N4148TR	V4148	Single diode	Tape and reel/ammpack

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Repetitive peak reverse voltage		V_{RRM}	100	V
Reverse voltage		V_R	75	V
Peak forward surge current	$t_p = 1 \mu\text{s}$	I_{FSM}	2	A
Repetitive peak forward current		I_{FRM}	500	mA
Forward continuous current		I_F	300	mA
Average forward current	$V_R = 0$	$I_{F(AV)}$	150	mA
Power dissipation	$l = 4 \text{ mm}, T_L = 45^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	440	mW
	$l = 4 \text{ mm}, T_L \leq 25^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	500	mW

THERMAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Thermal resistance junction to ambient air	$l = 4 \text{ mm}, T_L = \text{constant}$	R_{thJA}	350	K/W
Junction temperature		T_j	175	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range		T_{stg}	- 65 to + 150	$^{\circ}\text{C}$

8.1.2 Optoacoplador 4N37

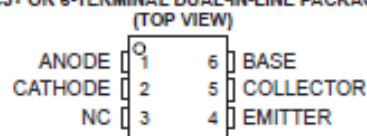
4N35, 4N36, 4N37
OPTOCOUPERS

SOES021C – NOVEMBER 1981 – REVISED APRIL 1998

COMPATIBLE WITH STANDARD TTL INTEGRATED CIRCUITS

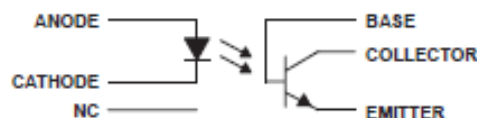
- Gallium-Arsenide-Diode Infrared Source
Optically Coupled to a Silicon npn
Phototransistor
- High Direct-Current Transfer Ratio
- High-Voltage Electrical Isolation
1.5-kV, 2.5-kV, or 3.55-kV Rating
- High-Speed Switching
 $t_r = 7 \mu s$, $t_f = 7 \mu s$ Typical
- Typical Applications Include Remote
Terminal Isolation, SCR and Triac Triggers,
Mechanical Relays and Pulse Transformers
- Safety Regulatory Approval
UL/CUL, File No. E65085

DCJT OR 6-TERMINAL DUAL-IN-LINE PACKAGE



†4N35 only
NC – No internal connection

schematic



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)†

Input-to-output peak voltage (8-ms half sine wave):	4N35	3.55 kV
	4N36	2.5 kV
	4N37	1.5 kV
Input-to-output root-mean-square voltage (8-ms half sine wave):	4N35	2.5 kV
	4N36	1.75 kV
	4N37	1.05 kV
Collector-base voltage		70 V
Collector-emitter voltage (see Note 1)		30 V
Emitter-base voltage		7 V
Input-diode reverse voltage		6 V
Input-diode forward current: Continuous		60 mA
Peak (1 μs , 300 pps)		3 A
Phototransistor continuous collector current		100 mA
Continuous total power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature:		
Infrared-emitting diode (see Note 2)		100 mW
Phototransistor (see Note 3)		300 mW
Continuous power dissipation at (or below) 25°C lead temperature:		
Infrared-emitting diode (see Note 4)		100 mW
Phototransistor (see Note 5)		500 mW
Operating temperature range, T_A		-55°C to 100°C
Storage temperature range, T_{stg}		-55°C to 150°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these conditions is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. This value applies when the base-emitter diode is open-circuited.
 2. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 1.33 mW/°C.
 3. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 4 mW/°C.
 4. Derate linearly to 100°C lead temperature at the rate of 1.33 mW/°C. Lead temperature is measured on the collector lead 0.8 mm (1/32 inch) from the case.
 5. Derate linearly to 100°C lead temperature at the rate of 6.7 mW/°C.



Please be aware that an Important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date.
Products conform to specifications per the limits of Texas Instruments
standard warranty. Production processing does not necessarily include
testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 855303 • DALLAS, TEXAS 75285

Copyright © 1998, Texas Instruments Incorporated

1

8.1.3 Inversor 74HC04

74HC04; 74HCT04

Hex inverter

Rev. 4 — 3 August 2012

Product data sheet

1. General description

The 74HC04; 74HCT04 is a hex inverter. The inputs include clamp diodes that enable the use of current limiting resistors to interface inputs to voltages in excess of V_{CC} .

2. Features and benefits

- Complies with JEDEC standard JESD7A
- Complies with JEDEC standard JESD8-1A
- Input levels:
 - ◆ For 74HC04: CMOS level
 - ◆ For 74HCT04: TTL level
- ESD protection:
 - ◆ HBM JESD22-A114F exceeds 2000 V
 - ◆ MM JESD22-A115-A exceeds 200 V
- Multiple package options
- Specified from $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ and from $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$

3. Ordering information

Table 1. Ordering information

Type number	Package			
	Temperature range	Name	Description	Version
74HC04N	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	DIP14	plastic dual in-line package; 14 leads (300 mil)	SOT27-1
74HCT04N				
74HC04D	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	SO14	plastic small outline package; 14 leads; body width 3.9 mm	SOT108-1
74HCT04D				
74HC04DB	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	SSOP14	plastic shrink small outline package; 14 leads; body width 5.3 mm	SOT337-1
74HCT04DB				
74HC04PW	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	TSSOP14	plastic thin shrink small outline package; 14 leads; body width 4.4 mm	SOT402-1
74HCT04PW				
74HC04BQ	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	DHVQFN14	plastic dual in-line compatible thermal enhanced very thin quad flat package; no leads; 14 terminals; body $2.5 \times 3 \times 0.85\text{ mm}$	SOT762-1
74HCT04BQ				

8.1.4 Amplificador de instrumentación AD620



Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

FEATURES

Easy to use

- Gain set with one external resistor
(Gain range 1 to 10,000)
- Wide power supply range (± 2.3 V to ± 18 V)
- Higher performance than 3 op amp IA designs
- Available in 8-lead DIP and SOIC packaging
- Low power, 1.3 mA max supply current

Excellent dc performance (B grade)

- 50 μ V max, input offset voltage
- 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, input offset drift
- 1.0 nA max, input bias current
- 100 dB min common-mode rejection ratio ($G = 10$)

Low noise

- 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1 kHz, input voltage noise
- 0.28 μ V p-p noise (0.1 Hz to 10 Hz)

Excellent ac specifications

- 120 kHz bandwidth ($G = 100$)
- 15 μ s settling time to 0.01%

APPLICATIONS

- Weigh scales
- ECG and medical instrumentation
- Transducer interface
- Data acquisition systems
- Industrial process controls
- Battery-powered and portable equipment

CONNECTION DIAGRAM

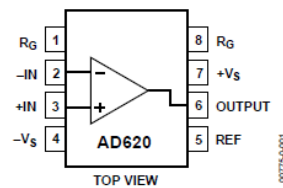


Figure 1. 8-Lead PDIP (N), Cerdip (Q), and SOIC (R) Packages

PRODUCT DESCRIPTION

The **AD620** is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to 10,000. Furthermore, the **AD620** features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery-powered, portable (or remote) applications.

The **AD620**, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max, and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the **AD620** make it well suited for medical applications, such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of SuperBeta processing in the input stage. The **AD620** works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, and 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the **AD620** is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01%, and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

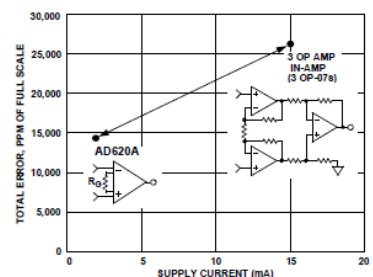


Figure 2. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

Table 1. Next Generation Upgrades for AD620

Part	Comment
AD8221	Better specs at lower price
AD8222	Dual channel or differential out
AD8226	Low power, wide input range
AD8220	JFET input
AD8228	Best gain accuracy
AD8295	+2 precision op amps or differential out
AD8429	Ultra low noise

Rev. H

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.326.8703 © 2003–2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

8.1.5 Transistor MOS IRF540

**IRF540**

N-CHANNEL 100V - 0.055 Ω - 22A TO-220
LOW GATE CHARGE STripFET™ II POWER MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF540	100 V	<0.077 Ω	22 A

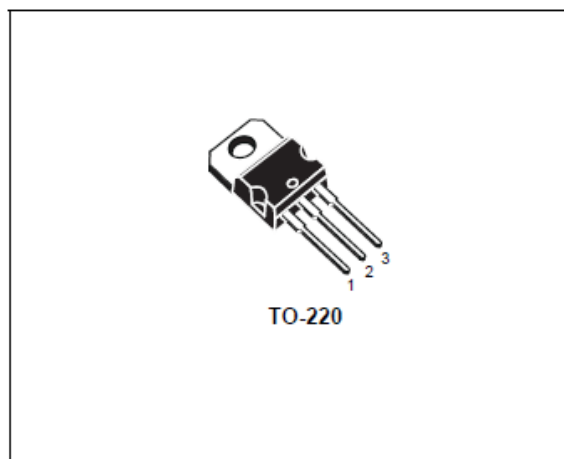
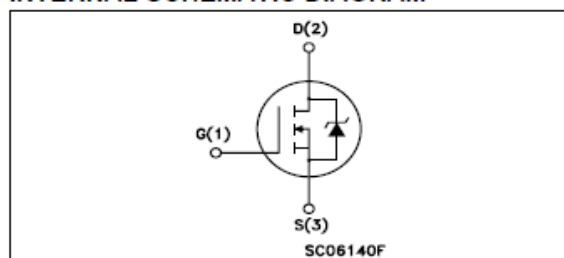
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.055 Ω
- EXCEPTIONAL dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- LOW GATE CHARGE
- APPLICATION ORIENTED CHARACTERIZATION

DESCRIPTION

This MOSFET series realized with STMicroelectronics unique STripFET process has specifically been designed to minimize input capacitance and gate charge. It is therefore suitable as primary switch in advanced high-efficiency, high-frequency isolated DC-DC converters for Telecom and Computer applications. It is also intended for any applications with low gate drive requirements.

APPLICATIONS

- HIGH-EFFICIENCY DC-DC CONVERTERS
- UPS AND MOTOR CONTROL

**INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM****Ordering Information**

SALES TYPE	MARKING	PACKAGE	PACKAGING
IRF540	IRF540&	TO-220	TUBE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	100	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 k Ω)	100	V
V _{GS}	Gate- source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	22	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	15	A
I _{DM} (●)	Drain Current (pulsed)	88	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _C = 25°C	85	W
	Derating Factor	0.57	W/°C
dv/dt (1)	Peak Diode Recovery voltage slope	9	V/ns
E _{AS} (2)	Single Pulse Avalanche Energy	220	mJ
T _{stg}	Storage Temperature	-55 to 175	°C
T _J	Max. Operating Junction Temperature		

(●) Pulse width limited by safe operating area.

1) I_{SD} \leq 22A, di/dt \leq 300A/ μ s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq T_{JMAX}

(2) Starting T_J = 25 °C, I_D = 12A, V_{DD} = 30V

8.1.6 Diodo BYW29E-200



BYW29E-200

Ultrafast power diode

17 September 2013

Product data sheet

1. General description

Ultrafast power diode in a SOD59 (2-lead TO-220AC) plastic package.

2. Features and benefits

- Fast switching
- Guaranteed ESD capability
- High thermal cycling performance
- Low on-state loss
- Low thermal resistance
- Rugged: reverse voltage surge capability
- Soft recovery minimizes power-consuming oscillations

3. Applications

- Output rectifiers in high-frequency switched-mode power supplies

4. Quick reference data

Table 1. Quick reference data

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		-	-	200	V
$I_{F(AV)}$	average forward current	SQW; $\delta = 0.5$; $T_{mb} \leq 128\text{ °C}$; Fig. 1 ; Fig. 2	-	-	8	A
Static characteristics						
V_F	forward voltage	$I_F = 8\text{ A}$; $T_j = 150\text{ °C}$; Fig. 4	-	0.8	0.895	V
Dynamic characteristics						
t_{rr}	reverse recovery time	$I_F = 1\text{ A}$; $V_R = 30\text{ V}$; $dI_F/dt = 100\text{ A/s}$; $T_j = 25\text{ °C}$; ramp recovery; Fig. 5 ; Fig. 7	-	20	25	ns
Electrostatic discharge						
V_{ESD}	electrostatic discharge voltage	HBM; $C = 250\text{ pF}$; $R = 1.5\text{ k}\Omega$	-	-	8	kV

8.1.7 Comparador LM319


www.fairchildsemi.com

LM319

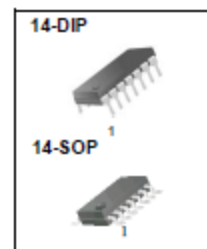
Dual Comparator

Features

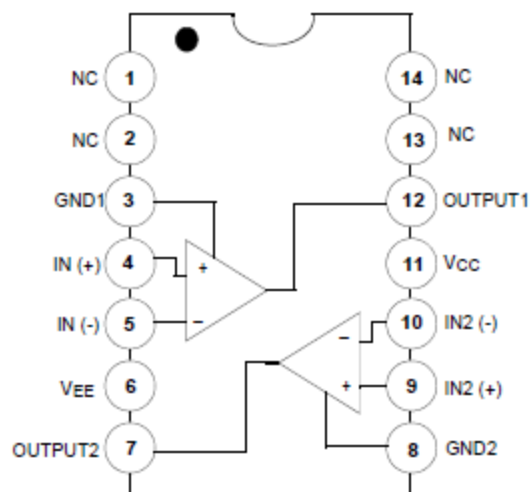
- Operates From a Single 5V Supply
- Typically 80ns Response Time at $\pm 15V$
- Open Collector Outputs : up to +35V
- High Output Drive Current : 25mA
- Inputs and Outputs can be Isolated From System Ground
- Minimum Fan-Out of 2 (Each Side)
- Two Independent Comparators

Description

The LM319 is a dual high speed voltage comparator designed to operate from a single +5V supply up to $\pm 15V$ dual supplies. Open collector of the output stage makes the LM319 compatible with RTL, DTL and TTL as well as capable of driving lamps and relays at currents up to 25mA. Typical response time of 80ns with $\pm 15V$ power supplies makes the LM319 ideal for application in fast A/D converts, level shifter, oscillators, and multivibrators.



Internal Block Diagram



8.1.8 Regulador de tensión LM7805



September 2014

LM78XX / LM78XXA 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator

Features

- Output Current up to 1 A
- Output Voltages: 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24 V
- Thermal Overload Protection
- Short-Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The LM78XX series of three-terminal positive regulators is available in the TO-220 package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down, and safe operating area protection. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1 A output current. Although designed primarily as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components for adjustable voltages and currents.



Ordering Information⁽¹⁾

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature	Packing Method
LM7805CT	±4%	TO-220 (Single Gauge)	-40°C to +125°C	Rail
LM7806CT				
LM7808CT				
LM7809CT				
LM7810CT				
LM7812CT				
LM7815CT				
LM7818CT				
LM7824CT				
LM7805ACT	±2%	TO-220 (Single Gauge)	0°C to +125°C	Rail
LM7809ACT				
LM7810ACT				
LM7812ACT				
LM7815ACT				

Note:

1. Above output voltage tolerance is available at 25°C.

8.1.9 Microprocesador C8051F330



C8051F330/1/2/3/4/5

Mixed Signal ISP Flash MCU Family

Analog Peripherals

- **10-Bit ADC** (*F330/2/4 only)
 - Up to 200 ksps
 - Up to 16 external single-ended or differential inputs
 - VREF from internal VREF, external pin or VDD
 - Internal or external start of conversion source
 - Built-in temperature sensor
- **10-Bit Current Output DAC** (*F330 only)
- **Comparator**
 - Programmable hysteresis and response time
 - Configurable as interrupt or reset source
 - Low current (0.4 μ A)

On-Chip Debug

- On-chip debug circuitry facilitates full speed, non-intrusive in-system debug (no emulator required)
- Provides breakpoints, single stepping, inspect/modify memory and registers
- Superior performance to emulation systems using ICE-chips, target pods, and sockets
- Low cost, **complete** development kit

Supply Voltage 2.7 to 3.6 V

- Typical operating current: 6.4 mA at 25 MHz;
9 μ A at 32 kHz
- Typical stop mode current: 0.1 μ A

Temperature Range: -40 to +85 °C

High Speed 8051 μ C Core

- Pipelined instruction architecture; executes 70% of instructions in 1 or 2 system clocks
- Up to 25 MIPS throughput with 25 MHz clock
- Expanded interrupt handler

Memory

- 768 bytes internal data RAM (256 + 512)
- 8 kB (*F330/1), 4 kB (*F332/3), or 2 kB (*F334/5) Flash; In-system programmable in 512-byte Sectors—512 bytes are reserved in the 8 kB devices

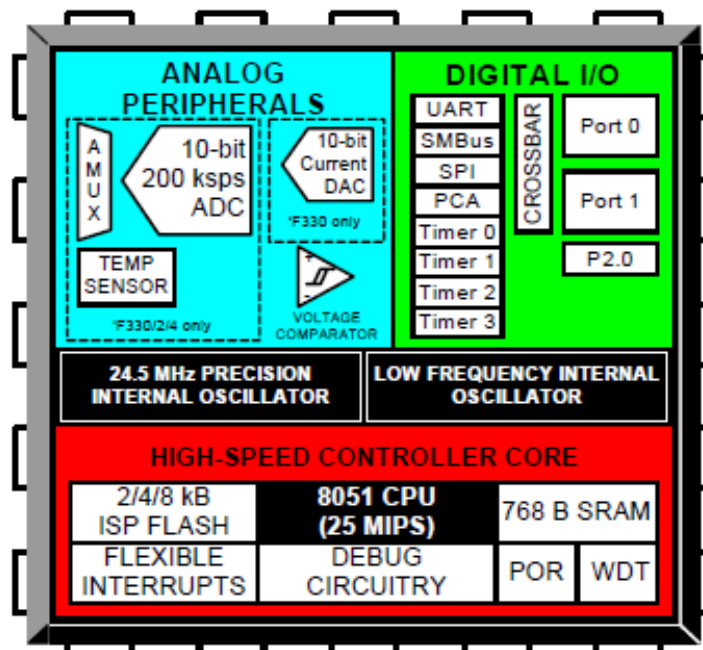
Digital Peripherals

- 17 Port I/O; All 5 V tolerant with high sink current
- Hardware enhanced UART, SMBus™, and enhanced SPI™ serial ports
- Four general purpose 16-bit counter/timers
- 16-Bit programmable counter array (PCA) with three capture/compare modules
- Real time clock mode using PCA or timer and external clock source

Clock Sources

- Two internal oscillators:
 - 24.5 MHz with $\pm 2\%$ accuracy supports crystal-less UART operation
 - 80/40/20/10 kHz low frequency, low power
- External oscillator: Crystal, RC, C, or clock (1 or 2 pin modes)
- Can switch between clock sources on-the-fly; useful in power saving modes

20-Pin QFN or 20-pin PDIP



8.2 CÓDIGO FUENTE DE PROGRAMAS

8.2.1 Configuración del microprocesador

```
////////////////////////////////////
//  Generated Initialization File  //
////////////////////////////////////

#include "C8051F330.h"

// Peripheral specific initialization functions,
// Called from the Init_Device() function
void Reset_Sources_Init()
{
    RSTSRC    = 0x04;
}

void Timer_Init()
{
    TCON      = 0x55;
    TMOD      = 0x21;
    TH1       = 0x2B;
    TMR2CN    = 0x0C;
}

void UART_Init()
{
    SCON0     = 0x10;
}

void ADC_Init()
{
    AMX0P     = 0x0D;
    AMX0N     = 0x0F;
    ADC0CF    = 0xFC;
    ADC0CN    = 0x82;
}

void DAC_Init()
{
    IDA0CN    = 0xF2;
}

void Voltage_Reference_Init()
{
    REF0CN    = 0x0A;
}

void Port_IO_Init()
{
    // P0.0 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P0.1 - Skipped, Open-Drain, Analog
    // P0.2 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P0.3 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P0.4 - TX0 (UART0), Push-Pull, Digital
    // P0.5 - RX0 (UART0), Open-Drain, Digital
    // P0.6 - Unassigned, Open-Drain, Digital
```

```
// P0.7 - Unassigned, Open-Drain, Digital

// P1.0 - Unassigned, Open-Drain, Digital
// P1.1 - Unassigned, Open-Drain, Digital
// P1.2 - Unassigned, Open-Drain, Digital
// P1.3 - Unassigned, Open-Drain, Digital
// P1.4 - Unassigned, Open-Drain, Digital
// P1.5 - Skipped, Open-Drain, Analog
// P1.6 - Skipped, Open-Drain, Analog
// P1.7 - Skipped, Open-Drain, Analog

P0MDIN    = 0xFD;
P1MDIN    = 0x1F;
P0MDOUT   = 0x10;
P0SKIP    = 0x02;
P1SKIP    = 0xE0;
XBR0      = 0x01;
XBR1      = 0x40;
}

void Oscillator_Init()
{
    OSCICN  = 0x83;
}

void Interrupts_Init()
{
    IE      = 0x87;
    EIE1    = 0x08;
    EIP1    = 0x08;
    IT01CF  = 0x32;
}

// Initialization function for device,
// Call Init_Device() from your main program
void Init_Device(void)
{
    Reset_Sources_Init();
    Timer_Init();
    UART_Init();
    ADC_Init();
    DAC_Init();
    Voltage_Reference_Init();
    Port_IO_Init();
    Oscillator_Init();
    Interrupts_Init();
}
```

8.2.2 Seguidor básico de ancho de pulso PWM

```
//-----
// Seguidor basico.c
//-----
// Copyright (C) 2008 UC3M.
//
// AUTH: LH, MG
// DATE: 26 MAR 2008
```

```
//
// Este programa contiene las cabeceras del programa principal,
// la configuracion y las rutinas de interrupcion del 8051F330
//
// Target: C8051F330/1/2/3/4/5
//
// Tool chain: KEIL Eval 'c'
//

#include "C8051F330.h"
#include <stdio.h>

#define LOWBYTE(v)    ((unsigned char) (v))
#define HIGHBYTE(v)  ((unsigned char) (((unsigned int) (v)) >> 8))

sbit LED = P1^3;
sbit P1_0 = P1^0;
sbit P1_1 = P1^1;
sbit P1_2 = P1^2;
sbit PIN_INT0 = P0^2;
sbit PIN_INT1 = P0^3;
char apwm, pflag;
int imedida, cont_segundos;

void Init_Device(void);

main (void) {
    Init_Device();
    TI0=1;
    PCA0MD &= ~0x40;

    printf("\n Introducir ancho pulso control PWM (0-9) ");
    apwm=25*(getkey()-'0');

    printf( "\n el ancho de pulso es %d", apwm);

    while (1) {
        if (pflag==1)
        {
            printf("\n I medida=%d", imedida);
            pflag=0;
        }

    }

    void ADC0_ISR (void) interrupt 10
    {
        cont_segundos++;
        if (cont_segundos>7200)
        {
            pflag=1;
            cont_segundos=0;
        }
        IDAC0H=apwm;
        imedida=ADC0H*255+ADC0L;

        AD0INT=0;
    }
```

```
void Timer0_ISR (void) interrupt 1
{

}

void INT0_ISR (void) interrupt 0
{

}

void INT1_ISR (void) interrupt 2
{

}
```

8.2.3 Cargador con seguimiento de punto óptimo de carga

```
//-----
// Cargador MPPT.c
//-----
// Copyright (C) 2008 UC3M.
//
// AUTH: LH, MG
// DATE: 26 NOV 2014
//
// Este programa contiene las cabeceras del programa principal,
// la configuración y las rutinas de interrupción del 8051F330
//
// Target: C8051F330/1/2/3/4/5
//
// Tool chain: KEIL Eval 'c'
//

#include "C8051F330.h"
#include <stdio.h>

#define LOWBYTE(v)    ((unsigned char) (v))
#define HIGHBYTE(v)   ((unsigned char) (((unsigned int) (v)) >> 8))

unsigned int imedida, imedidaTOT=0, imed, imed0=0, apwm=170, vmedida,
vmedidaTOT=0, vmed=0, sobretension=0, descarga=0, cont_medida=0,
cont_segundos=0; // apwm=170 equivale a 2V DAC
unsigned char pflag=0, vflag=0; //
sbit LED = P1^3;
sbit P1_0 = P1^0;
sbit P1_1 = P1^1;
sbit P1_2 = P1^2;
sbit PIN_INT0 = P0^2;
sbit PIN_INT1 = P0^3;

void Init_Device(void);

main (void) {
Init_Device();
```

```
TI0=1;
PCA0MD &= ~0x40;

IDAC0H=apwm;

printf( "\n el ancho de pulso es %d", apwm);

// PROGRAMA PRINCIPAL

while (1) {
    if (pflag==1)
    {
printf("\n I medida=%d    V medida=%d    Valor DAC=%d", imed, vmed,
apwm);
        pflag=0;
        imed0=imed;

        if (vmed<450)                // Batería excesivamente baja si la
tensión de salida es menor de 21V.
        {
            descarga++;
            apwm=170;
            IDAC0H=apwm;
            if (descarga==5)
            {
                printf(";ATENCIÓN! Batería muy baja\n");
            }
        }else descarga=0;

        while (descarga>4&&vmed<500) //Asegura que la batería se
cargue correctamente.
        {
            apwm=170;
            IDAC0H=apwm;
            if (vmed>490)
            {
                descarga=0;
                printf("Batería fuera de peligro\n");
            }
        }

        if (vmed>550)                //Protección frente a sobretensiones
que superen los 26V.
        {
            sobretension++;
            apwm=0;
            IDAC0H=apwm;
            if (sobretension==5)
            {
                printf("Cargador desconectado para evitar
una sobretensión\n");
            }
        }else sobretension=0;

        while(sobretension>4&&vmed>500)        //Asegura una tensión
de batería adecuada.
        {
            apwm=0;
            IDAC0H=apwm;
            if (vmed<512)
            {
```

```
        sobretension=0;
        printf("Batería fuera de peligro\n");
    }
}

// FIN DEL PROGRAMA PRINCIPAL

// RUTINA DE INTERRUPCION DEL ADC. SE DISPARA AUTOMATICAMENTE
7200/SEGUNDO
void ADC0_ISR (void) interrupt 10
{
    cont_segundos++;
    if (cont_segundos>7200)
    {
        pflag=1;
        cont_segundos=0;
        cont_medida=0;
        vmed=vmedidaTOT/50;
        vmedidaTOT=0;
        imed=imedidaTOT/50;
        imedidaTOT=0;
        if (imed>=imed0)                //Seguidor MPPT
        {
            apwm++;
        }
        else
            apwm--;
    }
    cont_medida++;
    if (cont_medida==72)
    {
        if (vflag==0)
        {
            vflag=1;
            imedida=ADC0H*255+ADC0L;
            imedidaTOT=imedidaTOT+imedida;
            AMX0P=0x0E; //Cambio el ADC al puerto P1.7
            cont_medida=0;
        }
        else
        {
            vflag=0;
            vmedida=ADC0H*255+ADC0L;
            vmedidaTOT=vmedidaTOT+vmedida;
            AMX0P=0x0D; //Cambio el ADC al puerto P1.5
            cont_medida=0;
        }
    }
}

AD0INT=0;
}

// RUTINA DE INTERRUPCION DEL TIMER 0. SE DISPARA AUTOMATICAMENTE 31
VECES/SEGUNDO
void Timer0_ISR (void) interrupt 1
{
```



```

}

// RUTINA DE INTERRUPCION DE LA INTERRUPCION 0. SE ACTIVA POR FLANCO
DE BAJADA
void INT0_ISR (void) interrupt 0
{

}

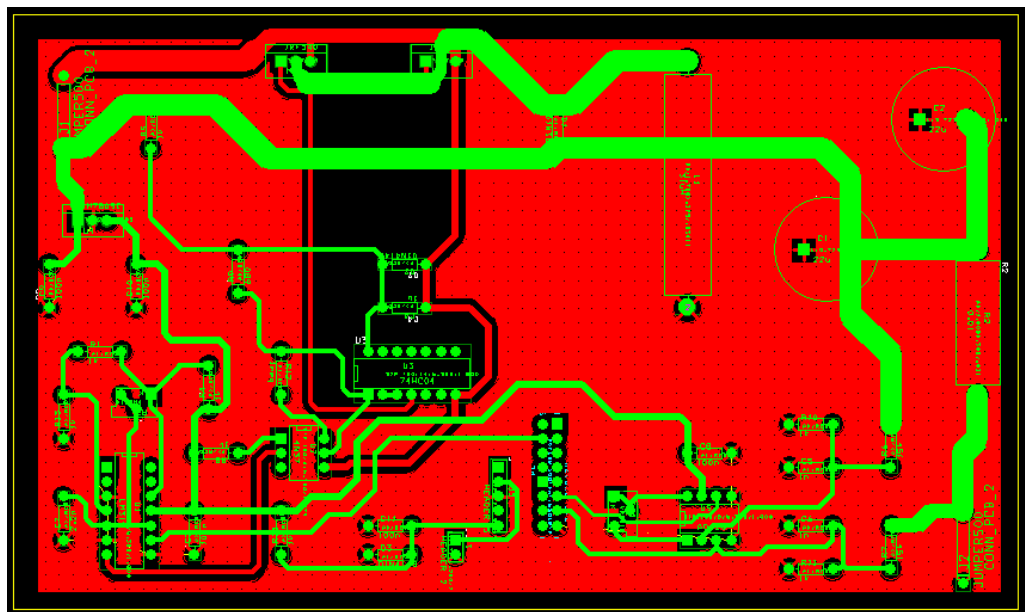
// RUTINA DE INTERRUPCION DE LA INTERRUPCION 1. SE ACTIVA POR FLANCO
DE BAJADA
void INT1_ISR (void) interrupt 2
{

}

```

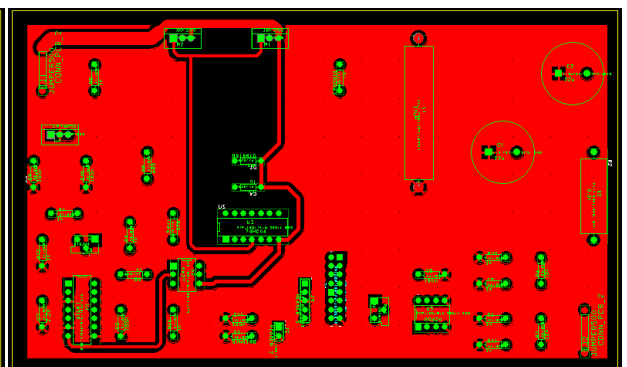
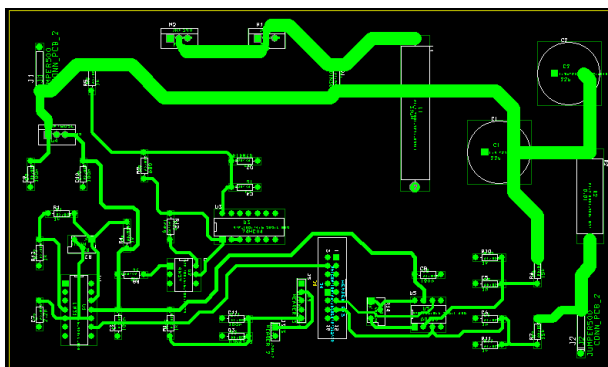
8.3 IMÁGENES Y ESQUEMAS DEL CIRCUITO

8.3.1 Layout del circuito impreso

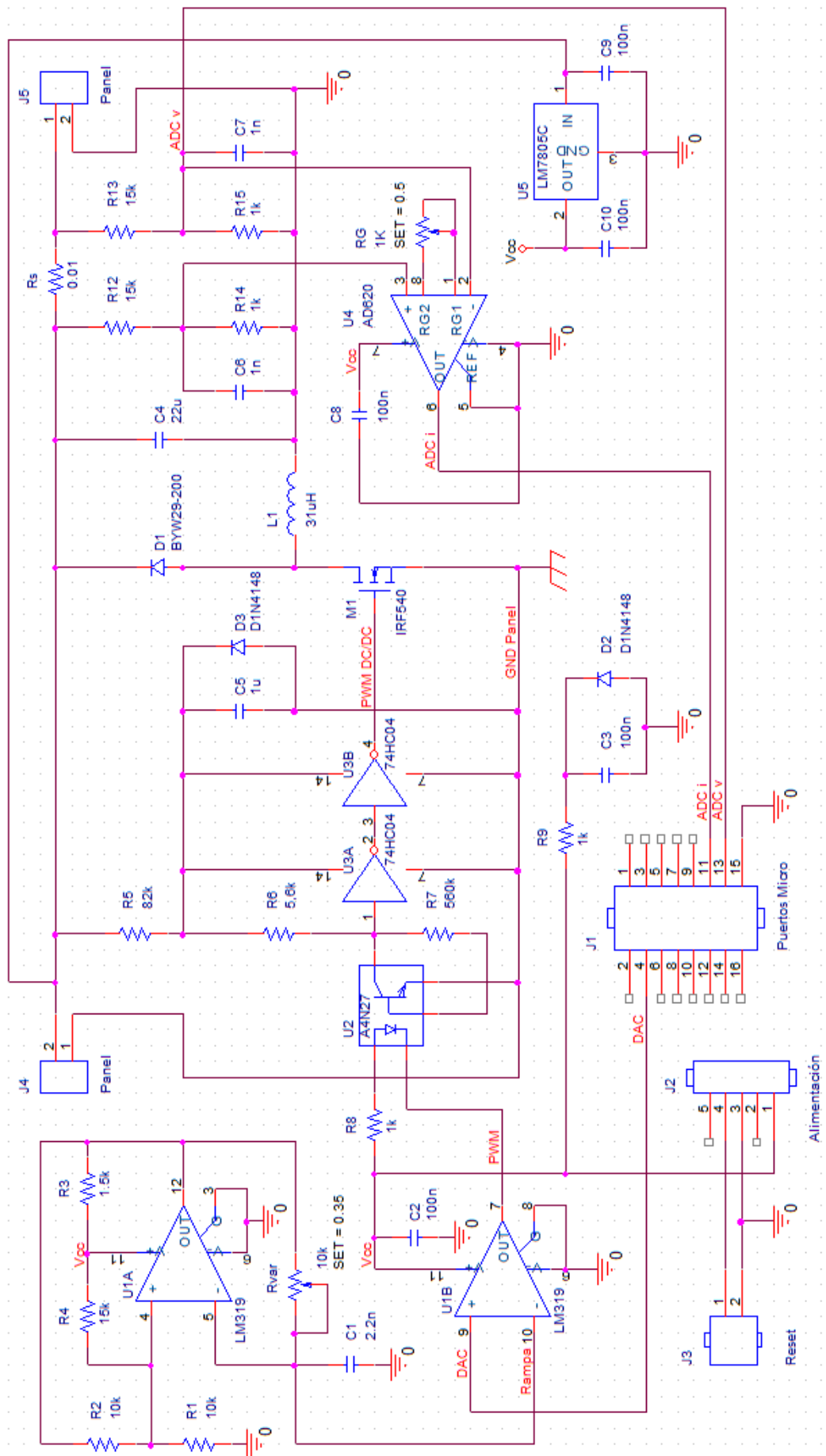


Cara TOP

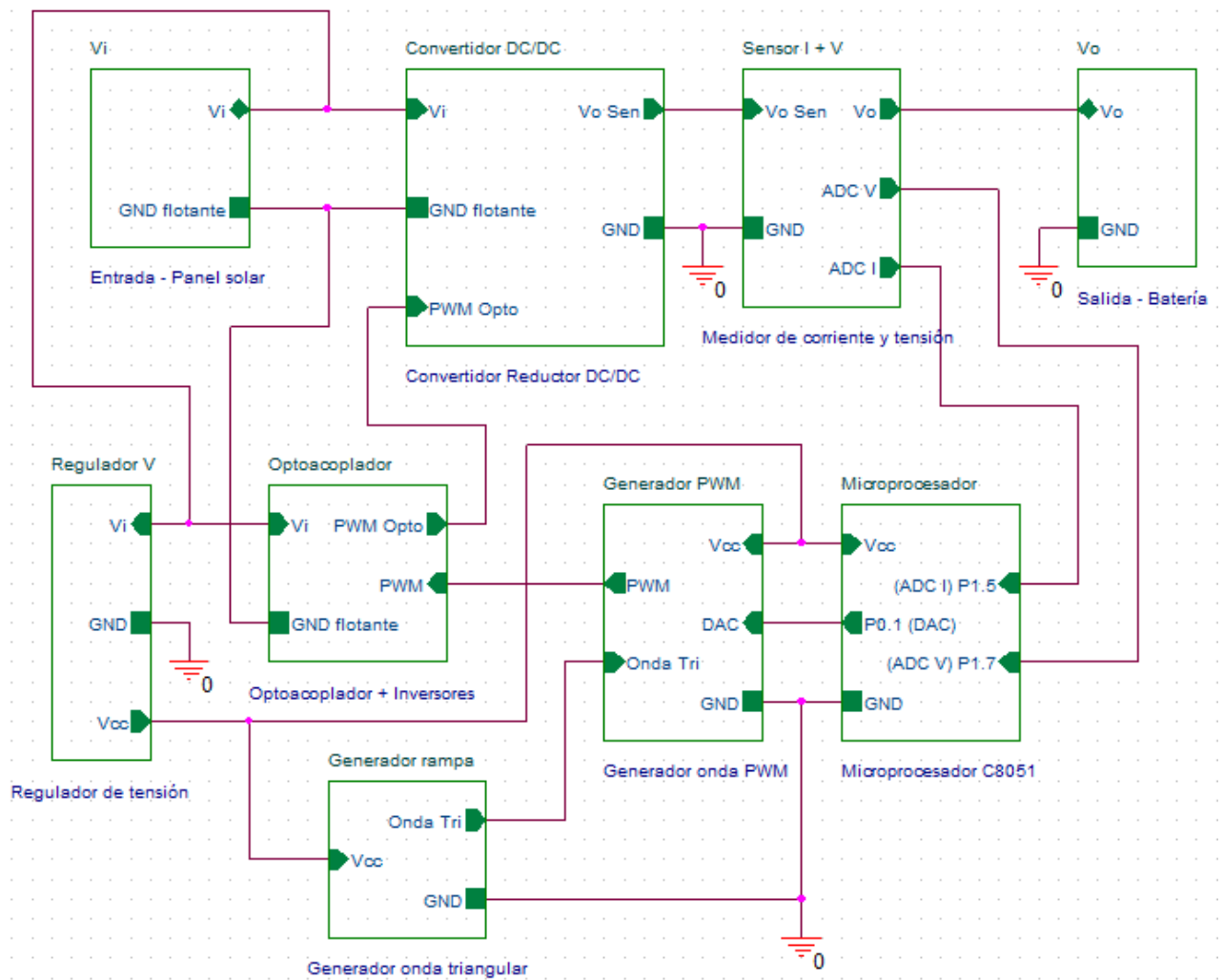
Cara BOTTOM



8.3.2 Esquema completo del circuito



8.3.3 Esquema jerárquico del circuito



9. BIBLIOGRAFÍA

- “Electrónica de Potencia”. Autor: Daniel W. Hart. Editor: Prentice Hall (2001).
- Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid. “Apuntes de Electrónica de potencia”, 2012.
- “Instrumentación Electrónica”. Autor: Miguel Ángel Pérez García. Editor: Thomson (2004).
- “Analog-digital conversión handbook”. Autor: The Engineering Staff of Analog Devices, Inc. Editor: Prentice-Hall.
- “Diseño de circuitos impresos con Orcad Capture y Layout”. Autor: María Auxiliadora Recasens Bellver. Editor: Thomson (2002).
- “Guía completa de la Energía Solar Fotovoltaica” Autor: José M. Fernández Salgado. Editor: AMV Ediciones, 2007.
- Manual de Prácticas de Electrónica. Laboratorio de Automática y Electrónica. Preparado por: Luis Hernández Corporales. Curso 2.012/2.013.
- Control de convertidor DC/DC para carga de batería de Sistemas Fotovoltaicos de Potencia. Autores: J.A. Ravelo, S. de Pablo, A.B. Rey y S. Lorenzo.
- Estudio del algoritmo de seguimiento de punto de Máxima Potencia perturbar y observar. Autores: Ruiz C. Luis J., Beristáin J. José A., Sosa T. Ian M. y Hernández L. Jesús H.
- Instituto para la diversificación y el ahorro de energía: www.idae.es
- Portal de energías renovables Ciemat: www.energiasrenovables.ciemat.es
- Isofotón: www.isofoton.com
- Krannich: es.krannich-solar.com
- Silicon Labs: www.silabs.com
- Unión Española Fotovoltaica: unef.es
- Solarweb: www.solarweb.net
- Wikipedia: es.wikipedia.org